



Уральский  
федеральный  
университет

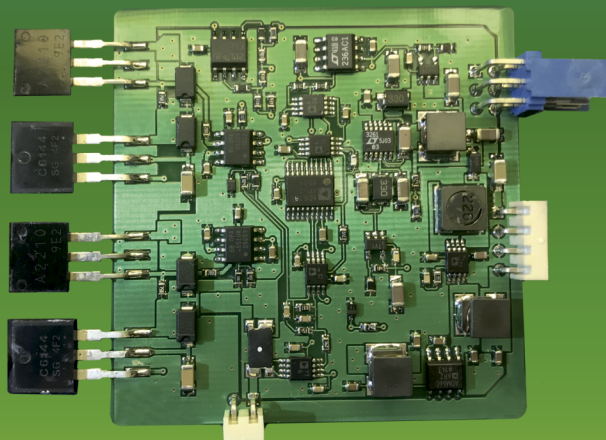
имени первого Президента  
России Б.Н.Ельцина

Институт естественных наук  
и математики

**В. Х. ОСАДЧЕНКО**  
**Я. Ю. ВОЛКОВА**

# ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Учебное пособие





МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
УРАЛЬСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМЕНИ ПЕРВОГО ПРЕЗИДЕНТА РОССИИ Б. Н. ЕЛЬЦИНА

В. Х. Осадченко, Я. Ю. Волкова

# ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом  
Уральского федерального университета  
для студентов вуза, обучающихся по направлениям подготовки  
28.03.01 «Нанотехнологии и микросистемная техника»,  
27.03.05 «Управление исследованиями и разработками»,  
27.03.01 «Стандартизация и метрология», 03.03.02 «Физика»,  
по специальности 03.05.01 «Астрономия»

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2020

УДК 621.382(075.8)  
ББК 32.852 я73  
О-72

Рецензенты:

лаборатория полупроводников и полуметаллов  
Института физики металлов УрО РАН (заведующий лабораторией  
доктор физико-математических наук *М. В. Якунин*);  
*М. С. Каган*, доктор физико-математических наук,  
заведующий лабораторией неравновесных электронных процессов  
в полупроводниковых материалах  
(Институт радиотехники и электроники РАН)

**Осадченко, В. Х.**

О-72      Операционные усилители : учебное пособие / В.Х. Осадченко,  
Я.Ю. Волкова ; Министерство науки и высшего образования Российской  
Федерации, Уральский федеральный университет. — Екатеринбург :  
Изд-во Урал. ун-та, 2020. — 156 с. : ил. — Библиогр.: с. 154. —  
100 экз. — ISBN 978-5-7996-3062-1. — Текст : непосредственный.

ISBN 978-5-7996-3062-1

В учебном пособии приводятся общие сведения по электронным усилительным устройствам. Подробно рассматриваются параметры и характеристики операционных усилителей. Значительная часть материала по операционным усилителям посвящена их частотной коррекции при использовании в высокочастотном диапазоне. Исчерпывающе представлен раздел по применению операционных усилителей в аналоговой и импульсной технике. Предложены лабораторные работы по компьютерному моделированию усилителей и генераторов и экспериментальным измерениям на отечественном оборудовании.

УДК 621.382(075.8)  
ББК 32.852 я73

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Предисловие</b> .....	6
<b>1. Усилители электрических сигналов</b> .....	7
1.1. Общие сведения об электронных усилителях.....	7
1.1.1. Усилитель как активный четырехполюсник.....	7
1.1.2. Коэффициенты усиления в логарифмической шкале.....	11
1.1.3. Искажения сигналов усилителями.....	12
1.1.3.1. Линейные искажения.....	12
1.1.3.2. Частотные искажения.....	13
1.1.3.3. Фазовые искажения.....	14
1.1.3.4. Нелинейные искажения.....	15
1.1.4. Отрицательная обратная связь.....	17
1.1.4.1. Усилитель с обратной связью.....	17
1.1.4.2. Влияние отрицательной обратной связи.....	18
1.1.4.2.1. Влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления.....	19
1.1.4.2.2. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление.....	22
1.1.4.2.3. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление.....	22
1.1.4.2.4. Влияние отрицательной обратной связи на линейные искажения.....	23
1.1.5. Амплитудно-фазочастотная характеристика усилителя.....	24
1.1.5.1. Частотная зависимость коэффициента передачи RC-цепи.....	26
1.1.5.2. Амплитудно- и фазочастотная характеристики усилителя.....	30
1.1.5.3. Скорость спада коэффициента усиления.....	34
1.1.5.4. Скорость спада коэффициента усиления в многокаскадном усилителе.....	35
1.1.5.5. Фазочастотная характеристика многокаскадного усилителя.....	38

1.1.5.6. Частотная зависимость коэффициента усиления при наличии обратной связи	38
1.1.5.7. Самовозбуждение усилителей	42
1.1.5.8. Критерий устойчивости	44
1.1.5.9. Запас устойчивости по фазе усилителя с отрицательной обратной связью	47
1.1.5.10. Скорость нарастания выходного напряжения усилителя	48
<b>2. Операционные усилители</b>	50
2.1. Понятие операционного усилителя	50
2.2. Основные параметры ИМС операционных усилителей	52
2.2.1. Типы операционных усилителей	55
2.3. Дифференциальный усилитель — основа операционных усилителей	56
2.4. Структурная схема операционных усилителей	62
2.5. Амплитудные характеристики ИМС операционных усилителей	67
2.6. Коррекция частотной характеристики операционных усилителей	71
2.6.1. Некоторые методы частотной коррекции	77
2.6.1.1. Коррекция с использованием эффекта Миллера	77
2.6.1.2. Коррекция во входном дифференциальном каскаде	79
2.6.1.3. Коррекция методом выключения каскадов	80
2.6.1.4. Метод коррекции «грубой силой»	81
2.6.1.5. Коррекция упрещением	81
<b>3. Применение операционных усилителей</b>	83
3.1. Усилители на основе ИМС операционных усилителей	83
3.1.1. Инвертирующий усилитель	83
3.1.2. Неинвертирующий усилитель	85
3.1.3. Инвертирующий сумматор напряжений	86
3.1.4. Дифференциальный (разностный) усилитель	87
3.1.5. Избирательные (селективные) усилители	88
3.1.6. Логарифмирующий усилитель	91
3.2. Аналоговые дифференциаторы и интеграторы	92
3.2.1. Интеграторы и дифференциаторы	92
3.2.2. Дифференцирующая RC-цепь	93
3.2.3. Дифференциатор на ИМС операционных усилителей	96
3.2.4. Интегратор на ИМС операционных усилителей	98
3.3. Генераторы гармонических колебаний	103
3.3.1. Генератор синусоидальных колебаний на основе ИМС операционных усилителей и LC-контура	104

3.3.2. Генератор синусоидальных колебаний на основе трехзвенного Г-образного фильтра.....	107
3.3.3. Генератор гармонических колебаний на основе моста Вина и ИМС операционных усилителей.....	109
3.4. Генераторы прямоугольных колебаний.....	111
3.4.1. Мультивибраторы.....	112
3.4.2. Одновибратор (ждущий мультивибратор).....	116
<b>4. Исследование устройств на операционных усилителях.</b>	
<b>Лабораторные работы.....</b>	<b>119</b>
4.1. Моделирование схем с операционными усилителями.....	120
<i>Лабораторная работа 1. Исследование статических и динамических параметров операционных усилителей.....</i>	<i>120</i>
<i>Лабораторная работа 2. Исследование частотных характеристик операционных усилителей.....</i>	<i>123</i>
<i>Лабораторная работа 3. Исследование неинвертирующего, логарифмирующего и дифференциального усилителей.....</i>	<i>125</i>
<i>Лабораторная работа 4. Исследование генераторов гармонического напряжения.....</i>	<i>127</i>
<i>Лабораторная работа 5. Исследование инвертирующих дифференциатора и интегратора.....</i>	<i>130</i>
<i>Лабораторная работа 6. Изучение мультивибраторов.....</i>	<i>133</i>
4.2. Изучение устройств на операционных усилителях КР140УД8А.....	136
<i>Лабораторная работа 7. Исследование АЧХ, ФЧХ и зависимости полосы пропускания операционного усилителя КР140УД8А от коэффициента усиления.....</i>	<i>136</i>
<i>Лабораторная работа 8. Исследование работы сумматора, интегратора и дифференциатора на операционном усилителе КР140УД8А.....</i>	<i>140</i>
<i>Лабораторная работа 9. Генератор колебаний различной формы на операционном усилителе КР140УД8А.....</i>	<i>147</i>
<b>Библиографический список.....</b>	<b>154</b>

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемое учебное пособие предназначено для студентов университетов, не являющихся профильными по специальностям, связанным с электротехникой и электроникой. Оно может быть полезно студентам физических и инженерных специальностей, впервые начинающим изучать курсы «Электротехника», «Основы радиоэлектроники», «Схемотехника».

В пособии подробно излагается схемотехника усилительных устройств на основе интегральных микросхем операционных усилителей. Обзор параметров и характеристик операционных усилителей основан на общих свойствах электронных усилителей с обратной связью. Особое внимание уделяется амплитудно-частотным характеристикам интегральных микросхем операционных усилителей и их коррекции.

В конце пособия приводятся лабораторные работы, которые выполняются в среде NI Multisim 12.0, а также на отечественном экспериментальном учебном оборудовании комплекта К32.

Представленный материал является актуальным и полезным для формирования у студентов, обучающихся по направлениям естественно-научного и инженерного профиля, базовых знаний по наиболее важным разделам основ радиоэлектроники.



# 1. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

## 1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

### 1.1.1. Усилитель как активный четырехполюсник

Усилитель — устройство для повышения мощности сигнала за счет энергии источника питания.

Его можно представить в виде активного четырехполюсника (рис. 1.1). Источником электрических сигналов  $U_1$  и  $I_1$  является реальный генератор напряжения, смоделированный идеальными генератором напряжения  $E_1$  и резистором  $R_r$ . Нагрузка усилителя представлена активным сопротивлением резистора  $R_H$ .

Усиливаемый (входной) сигнал управляет подачей энергии от источника питания (на схеме не показан) в нагрузку, на которой выделяется мощность  $P_2 = I_2 U_2$ . На управление расходуется мощность сигнала  $P_1 = I_1 U_1$ .

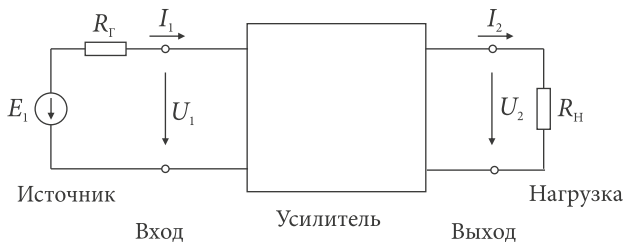


Рис. 1.1. Усилитель в виде четырехполюсника:

$U_1, I_1$  — входное напряжение и ток;  $U_2, I_2$  — выходное напряжение и ток

Основной «количественный» параметр усилителя — коэффициент усиления мощности:  $K_p = P_2/P_1$ .

Поскольку усилитель всегда увеличивает мощность сигнала, то коэффициент усиления мощности больше единицы. Соответственно определяются коэффициенты усиления напряжения  $K_U = U_2/U_1$  и тока  $K_I = I_2/I_1$ . Кроме того, для усилителя определяют переходное сопротивление  $R_{\Pi} = U_2/I_1$  и крутизну  $S = I_2/U_1$ .

Коэффициенты  $K_p$ ,  $K_U$  и  $K_I$  — безразмерные величины, а  $R_{\Pi}$  и  $S$  имеют размерности вольт/ампер и ампер/вольт соответственно.

Очевидно, что  $K_p = K_U K_I = R_{\Pi} S$ . Хотя  $K_p$  для усилителя всегда больше единицы, однако  $K_U$  и  $K_I$  могут быть как меньше, так и больше единицы.

Обычно коэффициент усиления по напряжению обозначают буквой  $K$  без нижнего индекса  $U$ . В дальнейшем будет использовано такое сокращенное обозначение коэффициента усиления по напряжению, если это не приводит к недоразумению.

В общем случае все коэффициенты усиления (передачи) являются комплексными величинами, так как при распространении переменных сигналов любой частоты через четырехполюсник, содержащий реактивные сопротивления (хотя бы в виде паразитных элементов), выходные напряжения и токи запаздывают во времени относительно входных. В случае необходимости учета комплексного характера коэффициентов передачи в дальнейшем будем ставить точку над обозначением комплексных величин. В общем случае при гармонических токах и напряжениях комплексный коэффициент передачи четырехполюсника запишем как

$$\dot{K} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)},$$

где  $\omega$  — угловая частота;  $j = \sqrt{-1}$  — мнимая единица;  $K(\omega) = \sqrt{\dot{K}\dot{K}^*}$  — модуль  $\dot{K}$ ;  $\dot{K}^*$  — величина, комплексно сопряженная  $\dot{K}$ ;

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im } \dot{K}}{\text{Re } \dot{K}} — \text{аргумент } \dot{K}.$$

Коэффициент усиления принято называть «внешним» параметром — в том смысле, что он учитывается при построении функциональных схем с использованием данного усилителя. Однако коэф-

коэффициент усиления определяется внутренней структурой усилителя, как и его входное и выходное сопротивления ( $R_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вых}}$ ), которые также считаются «внешними» параметрами.

Для целей теоретического анализа электронных схем, в которых используется усилитель, достаточно знать лишь внешние параметры, тогда как внутренняя структура усилителя обычно безразлична. Поэтому часто пользуются простой эквивалентной схемой усилителя, в которой входная цепь представляется как сопротивление  $R_{\text{вх}}$ , а выходная — в виде реального или идеального генераторов (рис. 1.2).

Понятно, что для усилителя с идеализированным выходом коэффициент усиления напряжения  $K_0$  не зависит от нагрузки. У реального усилителя имеется выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$ , на котором при протекании через него тока нагрузки будет падать часть выходного напряжения идеального усилителя. Поэтому коэффициент усиления по напряжению реального усилителя  $K$  должен зависеть от сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ .

Найдем связь между  $K$  и  $K_0$ . Для этого используем эквивалентную схему, приведенную на рис. 1.3.

Здесь  $R_{\text{вх}} = U_1/I_1$  — входное сопротивление усилителя. Усилитель представлен сразу в двух вариантах: идеализированном — с выходным напряжением  $U_y$  (между «внутренними» клеммами) и реальным — с выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  и напряжением  $U_2$ . Для

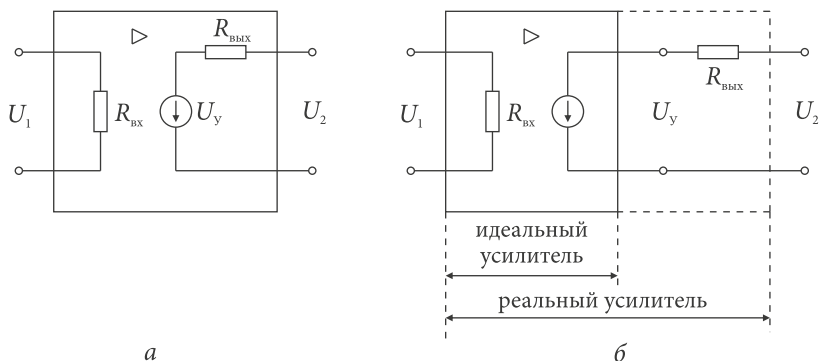


Рис. 1.2. Эквивалентные схемы усилителя с реальным (а) и идеальным (б) генераторами на выходе

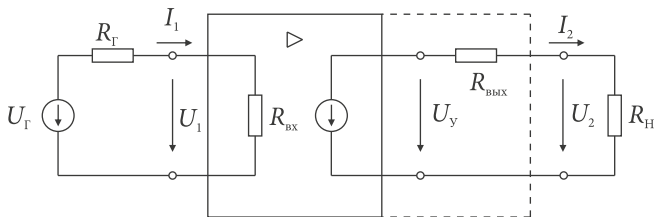


Рис. 1.3. Эквивалентная схема усилителя с источником и нагрузкой

усилителя с идеализированным выходом коэффициент усиления напряжения  $K_0 = U_y/U_1$ .

По определению  $K_U = U_2/U_1$ , но  $U_2 = U_y - I_2 R_{\text{вых}}$ , где  $I_2 = U_2/R_H$ , поэтому  $K_U(1 + R_{\text{вых}}/R_H) = K_0$ , что дает окончательно  $K = K_0/(1 + R_{\text{вых}}/R_H)$ .

Таким образом, видна функциональная зависимость  $K(R_H)$ , из которой следует, что  $K < K_0$ , причем  $K \rightarrow K_0$ , если  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ , или  $R_H \rightarrow \infty$  (режим холостого хода усилителя). Входной ток усилителя  $I_1 = U_Г/(R_Г + R_{\text{вх}})$ ,  $U_1 = I_1 \cdot R_{\text{вх}} = U_Г(R_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}} + R_Г))$ . Видно, что входное напряжение усилителя  $U_1$  меньше сигнала идеального генератора  $U_Г$  из-за падения части напряжения на сопротивлении источника сигнала. Если усилительный каскад используется для усиления напряжения, то необходимо стремиться к повышению входного сопротивления ( $R_{\text{вх}}$  усилителя с идеализированным входом бесконечно велико):  $R_{\text{вх}} \gg R_Г$ .

Рассматривая входной контур эквивалентной схемы (рис. 1.3), определим входные режимы усилителя по соотношению сопротивлений источника сигнала  $R_Г$  и входного сопротивления  $R_{\text{вх}}$ :

- режим холостого хода  $R_{\text{вх}} \gg R_Г$  — усилитель имеет потенциальный вход;
- режим короткого замыкания  $R_{\text{вх}} \ll R_Г$  — усилитель обладает токовым входом;
- согласованный (по мощности)  $R_{\text{вх}} = R_Г$  — усилитель с согласованным входом.

Усилители электрических сигналов можно подразделить на четыре типа:

1. **Усилитель напряжения** — определяется соотношениями  $R_Г \ll R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вых}} \ll R_H$ . Для идеального усилителя напряжения  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ ,  $K_U = U_2/U_1 \rightarrow U_y/U_Г$ .

2. *Усилитель тока* — определяются соотношениями  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}} \ll \ll R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$ . Для идеального усилителя тока  $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$ ,  $R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ , при этом  $K_I = I_2/I_1 \rightarrow I_Y/I_{\Gamma}$ .

3. *Усилитель переходного сопротивления* — характеризуется соотношениями  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}} \sim R_{\text{вых}} \ll R_{\text{н}}$ , которые в идеальном случае соответствуют  $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$ ,  $R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ , причем  $R_{\Pi} = U_2/I_1 \rightarrow U_Y/I_{\Gamma}$  — на входе ток, на выходе напряжение.

4. *Усилитель переходной проводимости* — определяется соотношениями  $R_{\Gamma} \ll R_{\text{вх}} \sim R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$ . В идеальном случае  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ , причем  $S = I_2/U_1 \rightarrow I_Y/U_{\Gamma}$ .

### 1.1.2. Коэффициенты усиления в логарифмической шкале

Существует способ задания безразмерных коэффициентов усиления в логарифмической шкале. Для этого используется особая единица — бел (Б). На практике оказалось, что удобнее пользоваться уменьшенным в 10 раз значением бел, т. е. децибел.

Связь простых и логарифмических величин определяется соотношением

$$K = \lg(K_p) \text{ Б} = \lg(P_2/P_1) \text{ Б} = 10 \lg(K_p) \text{ дБ},$$

где  $P_1$  — мощность до усиления, Вт;  $P_2$  — мощность после усиления или ослабления, Вт.

При равенстве входного сопротивления усилителя  $R_{\text{вх}}$  величине нагрузки  $R_{\text{н}}$  отношение мощностей в децибелах можно выразить через  $\lg$  отношений токов и напряжений:

$$\begin{aligned} K &= 10 \lg(I_2^2 R_{\text{н}} / I_1^2 R_{\text{вх}}) \text{ дБ} = 20 \lg(I_2 / I_1) \text{ дБ} = 20 \lg(K_I) \text{ дБ} = \\ &= 20 \lg(U_2 / U_1) \text{ дБ} = 20 \lg(K_U) \text{ дБ}. \end{aligned}$$

Выражения  $K = 20 \lg(K_I) \text{ дБ}$  и  $K = 20 \lg(K_U) \text{ дБ}$  используются и в общем случае, т. е. когда  $R_{\text{вх}} \neq R_{\text{н}}$ .

Представление коэффициентов усиления в децибелах удобно тем, что в случаях последовательного соединения нескольких уси-

лителей коэффициенты усиления в обычной шкале перемножаются, а в логарифмической шкале складываются.

### 1.1.3. Искажения сигналов усилителями

Качественным показателем усилителя является точность воспроизведения формы усиливаемого сигнала. В идеальном усилителе форма выходного напряжения  $U_2$  повторяет форму входного  $U_1$ . Меняется лишь масштаб. При этом допустим сдвиг сигналов  $U_2$  от  $U_1$  во времени ( $U_2$  запаздывает относительно  $U_1$  на время прохождения сигнала через усилитель  $\Delta t$ ). Таким образом, условие неискаженного усиления напряжения можно записать в виде

$$U_2(t) = K \cdot U_1(t - \Delta t), \quad (1.1)$$

где  $\Delta t$  и  $K$  — фиксированные величины для каждого конкретного усилителя. Условия для неискаженного усиления мощности и тока аналогичны.

Отклонения формы выходного сигнала от формы входного называются *искажениями*. Искажения бывают двух видов — линейные и нелинейные.

#### 1.1.3.1. Линейные искажения

Линейные искажения обусловлены зависимостью коэффициента передачи усилителя от частоты и проявляются в том, что составляющие различных частот сложного входного сигнала усиливаются неодинаково. При этом по-разному сдвигаются фазы составляющих.

Неодинаковое усиление составляющих с различными частотами и различие их фазовых сдвигов на выходе усилителя по отношению к входному сигналу называют *частотными и фазовыми (линейными) искажениями*.

Так как частотные и фазовые искажения обусловлены одними и теми же причинами, а именно тем, что реальный усилитель всегда содержит реактивные элементы (паразитные, если нет сосредоточенных), то они проявляются одновременно и в одинаковой степени. Большим частотным соответствуют большие фазовые искажения,

и наоборот. В усилителях, имеющих линейные вольтамперные характеристики, уровень линейных искажений не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, а зависит лишь от его спектрального состава.

Если на вход усилителя поступают непрерывные сигналы, по своему спектральному составу близкие к гармоническим, то для анализа прохождения сигналов через усилитель удобны так называемые стационарные характеристики. Они представляются в общем виде единой амплитудно-фазочастотной характеристикой (АФЧХ) усилителя, т.е. зависимостью его коэффициента усиления от частоты:  $\dot{K} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ , где  $\omega$  — угловая частота;  $j = \sqrt{-1}$  — мнимая единица.

Модуль АФЧХ называют *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ),  $K(\omega) = \sqrt{\dot{K}(\omega)\tilde{K}(\omega)}$ ,  $\tilde{K}(\omega)$  — функция, комплексно сопряженная  $\dot{K}(\omega)$ .

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) определяется аргументом АФЧХ (коэффициента усиления  $\dot{K}(\omega)$ ),  $\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{\text{Im} \dot{K}}{\text{Re} \dot{K}}$ .

Знание АЧХ позволяет оценить частотные искажения, а ФЧХ — фазовые.

### 1.1.3.2. Частотные искажения

Количественной характеристикой частотных искажений является коэффициент частотных искажений, определяемый как

$$M(\omega) = \frac{K(\omega)}{K(\omega_0)} = \frac{K(\omega)}{K_0}, \text{ где } K_0 \text{ — коэффициент усиления на фикси-}$$

рованной частоте  $\omega_0$ , по отношению к которой определяются изменения  $K(\omega)$  в границах рассматриваемого диапазона частот. Неискаженному усилению в диапазоне от нижних  $\omega_H$  до верхних  $\omega_B$  частот соответствует идеальная АЧХ — горизонтальная прямая линия (рис. 1.4, а). Реальный усилитель всегда имеет искажения. Пример реальной АЧХ приведен на рис. 1.4, б.

Для идеальной АЧХ  $K(\omega) = K_0$ , поэтому  $M(\omega) = 1$ . Для приведенного примера реальной АЧХ в диапазоне от  $\omega_0$  до  $\omega_H$  коэффициент частотных искажений  $M(\omega)$  больше единицы, что соответствует

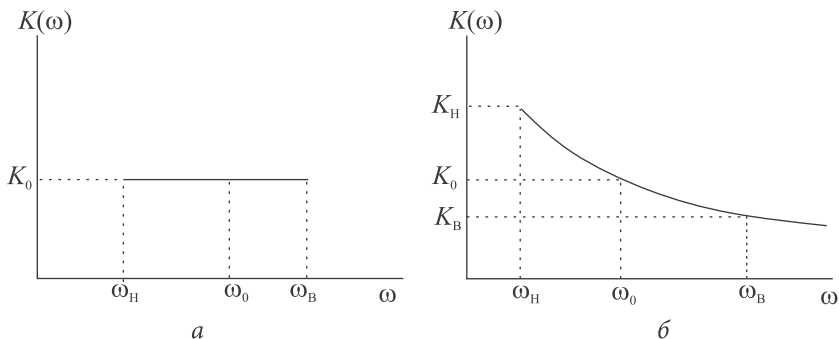


Рис. 1.4. Примеры идеальной (а) и реальной (б) АЧХ

подъему АЧХ, а в диапазоне от  $\omega_0$  до  $\omega_B$  коэффициент частотных искажений меньше единицы, что соответствует спаду (завалу) АЧХ. По АЧХ можно определить граничные частоты усиления и полосу пропускания усилителя.

*Граничные частоты усиления* (верхняя и нижняя) — частоты, на которых коэффициент усиления  $K(\omega)$  отличается от  $K_0$  на заданную величину (отклонение от  $K_0$  и частота  $\omega_0$  выбираются по договоренности, т. е. условно). Обычно граничными считают частоты, на которых коэффициент усиления изменяется в два раза по мощности или, что то же,  $\sqrt{2}$  по напряжению (току). Таким образом, в случае спада АЧХ  $M_{U,I}(\omega_r) = 1/\sqrt{2} \approx 0,7$ ; в случае же подъема АЧХ  $M_{U,I}(\omega_r) = \sqrt{2} \approx 1,4$ . При этом в логарифмической шкале  $M(\omega_r) = 10 \lg(0,5) = -3$  дБ соответствует спаду АЧХ, а  $M(\omega_r) = 10 \lg(2) = 3$  дБ соответствует подъему АЧХ. Обычно считается, что  $M(\omega_r) = \pm 3$  дБ.

*Полосой пропускания усилителя* называют диапазон частот между верхней и нижней граничными частотами:  $\Delta\omega = \omega_{\text{вг}} - \omega_{\text{нг}}$ . По частотным свойствам усилители подразделяются на широкополосные ( $\omega_{\text{вг}} \gg \omega_{\text{нг}}$ ), избирательные ( $\omega_{\text{вг}} \sim \omega_{\text{нг}}$ ) и усилители медленно меняющихся сигналов ( $\omega_{\text{нг}} = 0$ ).

### 1.1.3.3. Фазовые искажения

Условия отсутствия фазовых искажений найдем с помощью таких рассуждений. Считая, что  $K(\omega) = K_0$  (частотные искажения отсутст-



вуют) и что  $k$ -ю составляющую входного сигнала усилителя можно представить в виде  $U_{k\text{ вх}} = a_k \sin(\omega_k t + \varphi_k)$ , запишем  $k$ -ю составляющую выходного сигнала усилителя  $U_{k\text{ вых}} = K_0 a_k \sin(\omega_k t + \varphi_k + \psi_k)$ . Здесь  $\psi_k$  — изменение фазы  $k$ -й составляющей при прохождении сигнала через усилитель. По условию неискаженного усиления (1)  $U_{\text{вых}}(t) = K_0 U_{\text{вх}}(t - \Delta t)$ , где  $K_0$  и  $\Delta t$  постоянны, имеем  $U_{k\text{ вых}}(t) = K_0 a_k \sin[\omega_k(t - \Delta t) + \varphi_k] = K_0 a_k \sin(\omega_k t + \varphi_k - \Delta t \omega_k)$ . Поэтому если  $\psi_k = -\Delta t \omega_k$ , то усилитель не дает искажения сигнала по фазе.

Таким образом, условие отсутствия фазовых искажений  $\psi_k = -\text{const} \omega_k$ .

Это соответствует идеальной ФЧХ, приведенной на рис. 1.5 вместе с примером ФЧХ реального усилителя.

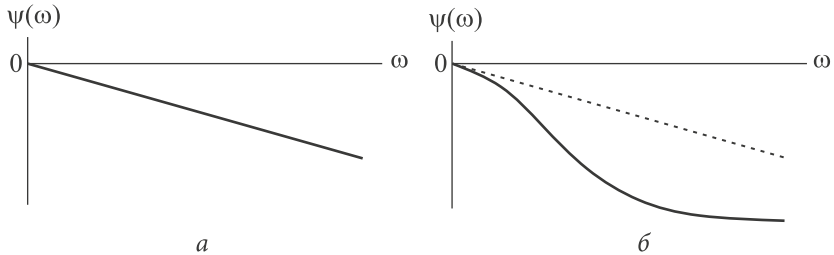


Рис. 1.5. Примеры ФЧХ идеального (а) и реального (б) усилителей

#### 1.1.3.4. Нелинейные искажения

Нелинейные искажения возникают из-за наличия в усилителе элементов с нелинейными вольтамперными характеристиками (ВАХ) и проявляются в том, что у выходного сигнала изменяется спектральный состав по отношению к входному. Если входной сигнал гармонический, т.е.  $U_{\text{вх}}(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_0)$ , то в случае нелинейной ВАХ усилителя выходной сигнал будет  $U_{\text{вых}}(t) = K_1 a_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{n=2} K_n a_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)$ , причем  $K_1 a_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) = U_{\text{вых}}(1)$  — первая гармоника, полезный сигнал, а  $\sum_{n=2} K_n a_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) = \sum_{n=2} U_{\text{вых}}(n)$  — сумма высших гармоник ( $n$  — номер гармоники).

Уровень нелинейных искажений при усилении гармонического сигнала оценивается коэффициентом нелинейных искажений:

$$v_p = \sqrt{\frac{\sum_{n=2} P_{\text{вых}}(n)}{P_{\text{вых}}(1)}}; \quad v_U = \sqrt{\frac{\sum_{n=2} U_{\text{вых}}^2(n)}{U_{\text{вых}}(1)}}; \quad v_I = \sqrt{\frac{\sum_{n=2} I_{\text{вых}}^2(n)}{I_{\text{вых}}(1)}}.$$

Видно, что  $v_p = v_U = v_I$  при  $R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}$ .

Появление нелинейных искажений ограничивает величину максимального входного сигнала. С другой стороны, уровень самого слабого сигнала также ограничен, поскольку он должен превышать уровень собственных шумов на входе усилителя.

Отношение амплитуды максимально допустимого входного сигнала к минимально допустимому называют *динамическим диапазоном усилителя*:

$$D = U_{\text{вых max}} / U_{\text{вх min}}.$$

Часто динамический диапазон оценивают в децибелах:

$$D = 20 \lg \left( \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \right) \text{ дБ.}$$

О наличии нелинейных искажений при усилении сигнала любой формы и известной амплитуды можно судить по степени отклонения амплитудной характеристики  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  усилителя от прямой линии (рис. 1.6).

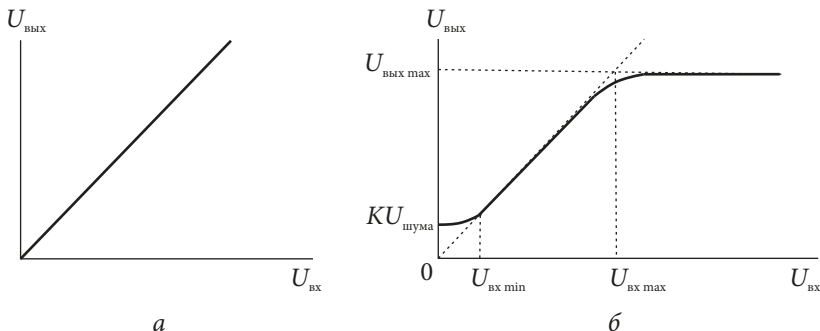


Рис. 1.6. Идеальная (а) и реальная (б) амплитудные характеристики

Амплитудная характеристика позволяет лишь качественно определить границы усиления без нелинейных искажений.

### 1.1.4. Отрицательная обратная связь

#### 1.1.4.1. Усилитель с обратной связью

При использовании усилителя в электронных устройствах часто создают такие условия, когда часть выходного сигнала вновь поступает на вход. В этом случае получается результирующий усилитель с новыми параметрами. Усилитель, охваченный цепью обратной связи (ОС), схематически представлен на рис. 1.7. Знаком  $\Sigma$  отмечен узел сложения входных сигналов и напряжений или токов цепи ОС, передающей на вход усилителя часть выходного напряжения (или тока) с коэффициентом передачи  $\gamma$ . Параметры усилителя с обратной связью помечены верхним индексом ОС. Замкнутый контур, состоящий из усилителя и звена, создающего обратную связь, называют *петлей обратной связи*.

Обычно цепи ОС, как и усилители, имеют по два входных и выходных вывода. Четырехполюсник обратной связи (ЧПОС) не искажает выходные параметры исходного усилителя. В общем случае изменяются только входные напряжения и токи усилителя:

$$U_1^{\text{OC}} = U_1 + U^{\text{OC}},$$

$$I_1^{\text{OC}} = I_1 + I^{\text{OC}}.$$

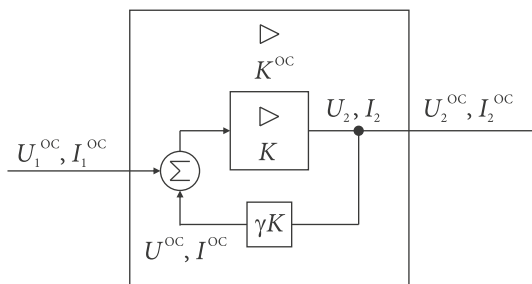


Рис. 1.7. Усилитель с отрицательной обратной связью

Коэффициент обратной связи, обозначаемый  $K^{\text{OC}}$  или  $\gamma$ , показывает, какая часть выходного сигнала вновь поступает на вход усилителя. Очевидно, что

$$K_p^{\text{OC}} = P^{\text{OC}}/P_2, \quad K_U^{\text{OC}} = U^{\text{OC}}/U_2, \quad K_I^{\text{OC}} = I^{\text{OC}}/I_2.$$

Существуют четыре способа реализации контура обратной связи. Можно на вход усилителя вводить часть выходного напряжения. В этом случае говорят, что усилитель охвачен ОС вида «напряжение — напряжение» ( $U \rightarrow U$ ). Соответственно называют еще три вида обратной связи:  $I \rightarrow I$ ,  $I \rightarrow U$ ,  $U \rightarrow I$ .

Пользуются и другой терминологией. Различают ОС по напряжению и по току в зависимости от того, какой из выходных параметров усилителя (напряжение или ток) является входным для ЧПОС. В зависимости от способа подключения цепи ОС к входу усилителя различают параллельную и последовательную обратную связь.

#### 1.1.4.2. Влияние отрицательной обратной связи

В усилителях обычно применяют лишь отрицательную обратную связь (ООС), которая способствует улучшению их качественных показателей. Условиями ООС являются:

— для последовательной ООС

$$U_1^{\text{OC}} = U_1 + U^{\text{OC}},$$

$$I_1^{\text{OC}} = I_1,$$

— для параллельной ООС

$$U_1^{\text{OC}} = U_1,$$

$$I_1^{\text{OC}} = I_1 + I^{\text{OC}}.$$

Термин «отрицательная обратная связь» обусловлен тем, что напряжения  $U_1^{\text{OC}}$  и  $U^{\text{OC}}$  включены встречно. О токах в этом случае можно сказать, что если  $I_1^{\text{OC}}$  втекает в узел, то  $I^{\text{OC}}$  вытекает из узла и наоборот.

Покажем, что последовательная отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает коэффициент усиления напряжения

усилителя, увеличивает входное сопротивление, снижает выходное и уменьшает частотные и фазовые искажения.

#### 1.1.4.2.1. Влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления

В качестве примера проанализируем на эквивалентной схеме (рис. 1.8) случай введения ООС вида  $U \rightarrow U$  в усилитель напряжения.

На этой схеме напряжение обратной связи представлено идеальным генератором напряжения  $U^{OC}$ , включенным встречно по отношению к источнику входного сигнала  $U_1^{OC}$ . Параметры результирующего усилителя с обратной связью помечены верхним индексом ОС, а его входная часть очерчена контуром с штриховой линией.

Усилитель на схеме представлен сразу в двух вариантах: в идеализированном — с выходным напряжением  $U_y$ ,  $U_y^{OC}$  и нулевым выходным сопротивлением (между «внутренними» клеммами) и в реальном — с выходными сопротивлением  $R_{вых}$ ,  $R_{вых}^{OC}$  и напряжением  $U_2$ , подаваемым на нагрузку с крайних клемм. Внизу экви-

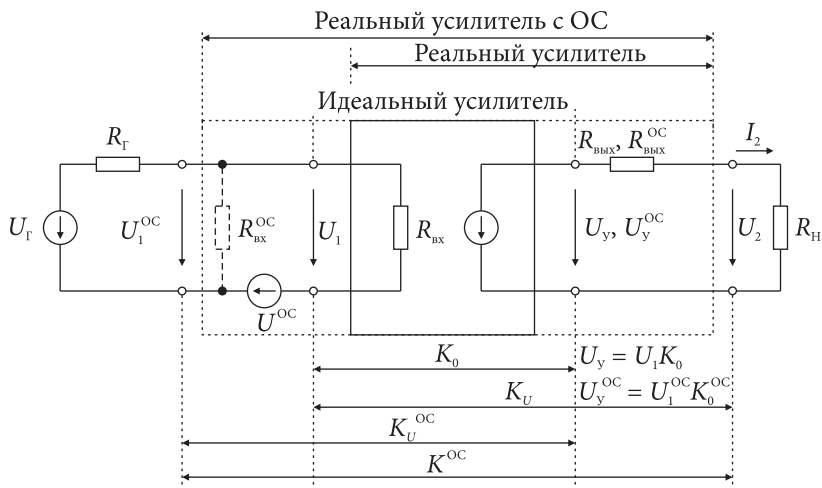


Рис. 1.8. Эквивалентная схема усилителя с ОС вида  $U \rightarrow U$

валентной схемы двунаправленными стрелками показано, с какими коэффициентами усиления и от каких входных напряжений получены соответствующие выходные напряжения.

Для дальнейшего анализа существенны соотношения (1.2)–(1.6).

Для усилителя с идеализированным выходом по определению коэффициент усиления напряжения без ОС равен

$$K_0 = U_y / U_1, \quad (1.2)$$

а с петлей ОС

$$K_0^{\text{ОС}} = U_y^{\text{ОС}} / U_1^{\text{ОС}}. \quad (1.3)$$

Для реальных усилителей с выходным сопротивлением коэффициенты усиления по определению будут равны:

— без ОС

$$K_0 = U_2 / U_1; \quad (1.4)$$

— с ОС

$$K^{\text{ОС}} = U_2 / U_1^{\text{ОС}}. \quad (1.5)$$

Напряжение обратной связи равно части выходного напряжения усилителя, определяемой коэффициентом передачи  $\gamma$  цепи ОС:

$$U^{\text{ОС}} = \gamma U_2. \quad (1.6)$$

В соответствии со схемой во входном контуре усилителя с ООС имеем равенство токов:

$$I_1^{\text{ОС}} = I_1. \quad (1.7)$$

По второму закону Кирхгофа для входного контура следует, что

$$U_1^{\text{ОС}} = U_1 + U^{\text{ОС}} = U_1 + \gamma U_2. \quad (1.8)$$

Для выходного контура второй закон Кирхгофа дает уравнения

$$U_2 = U_1 K_0 - I_2 R_{\text{вых}}, \quad (1.9)$$

$$U_2 = U_1^{\text{ОС}} K_0^{\text{ОС}} - I_2 R_{\text{вых}}^{\text{ОС}}. \quad (1.10)$$

Коэффициент усиления по напряжению реального усилителя с замкнутой петлей обратной связи по определению равен

$$K^{\text{OC}} = \frac{U_2}{U_1^{\text{OC}}} = \frac{U_2}{U_1 + \gamma U_2}.$$

Разделив числитель и знаменатель полученного выражения на  $U_1$  и учитывая (1.4), получаем

$$K^{\text{OC}} = \frac{K}{1 + \gamma K}. \quad (1.11)$$

Можно записать выражение (1.11) в другой форме, если разделить числитель и знаменатель на  $\gamma K$ :

$$K^{\text{OC}} = \frac{\frac{1}{\gamma}}{1 + \frac{1}{\gamma K}}. \quad (1.12)$$

Произведение  $g = \gamma K$  называют *петлевым усилением*, и оно должно быть положительным.

Если величина  $\gamma K \gg 1$ , то из (1.12) получаем

$$K^{\text{OC}} \approx \frac{1}{\gamma}. \quad (1.13)$$

Поскольку обратная связь отрицательная (сигнал обратной связи вычитается из входного), то коэффициент обратной связи должен быть положительным.

Итак, коэффициент усиления по напряжению реального усилителя с замкнутой петлей обратной связи в  $(g + 1)$  раз меньше коэффициента усиления  $K$  усилителя без обратной связи (см. формулу (1.11)) и приблизительно равен обратной величине коэффициента передачи цепи ООС.

#### **1.1.4.2.2. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление**

Входное сопротивление усилителя без петли обратной связи определяется по закону Ома и равно

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_1}{I_1}. \quad (1.14)$$

Аналогично при подключении обратной связи

$$R_{\text{вх}}^{\text{OC}} = \frac{U_1^{\text{OC}}}{I_1^{\text{OC}}}. \quad (1.15)$$

Учитывая выражения (1.3), (1.6), (1.7) и (1.13), находим

$$R_{\text{вх}}^{\text{OC}} = \frac{U_1 + \gamma U_2}{I_1} = \frac{R_{\text{вх}}(U_1 + \gamma U_2)}{U_1} = R_{\text{вх}}(1 + \gamma K).$$

Таким образом,

$$R_{\text{вх}}^{\text{OC}} = R_{\text{вх}}(1 + \gamma K) = R_{\text{вх}}(1 + g), \quad (1.16)$$

где  $g = 1 + \gamma K$  — петлевое усиление. Обычно  $1 + \gamma K \gg 1$  и  $R_{\text{вх}}^{\text{OC}} \gg R_{\text{вх}}$ .

#### **1.1.4.2.3. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление**

Отрицательная обратная связь уменьшает выходное сопротивление реального усилителя, приближая этот параметр реального усилителя к нулевому сопротивлению выхода идеального усилителя.

Найдем  $R_{\text{вых}}^{\text{OC}}$ . Из уравнения (1.9) выделим слагаемое с

$$U_1 = (1/K_0)(U_2 + I_2 R_{\text{вых}}). \quad (1.17)$$

Подставляя (1.17) в (1.8), получаем

$$U_1^{\text{OC}} = (1/K_0)(U_2 + I_2 R_{\text{вых}}) + U_2 \gamma = (1/K_0)(U_2 + I_2 R_{\text{вых}} + U_2 \gamma K_0),$$

или

$$U_1^{\text{OC}} K_0 = U_2(1 + \gamma K_0) + I_2 R_{\text{вых}},$$



откуда получаем

$$U_2 = \frac{U_1^{\text{OC}} K_0}{1 + \gamma K_0} - \frac{I_2 R_{\text{вых}}}{1 + \gamma K_0}. \quad (1.18)$$

Сравним полученное уравнение (1.18) с выражением (1.10). Первые слагаемые  $U_2$  в (1.10) и (1.18) равны, так как  $U_1^{\text{OC}} K_0 / (1 + \gamma K_0) = U_1^{\text{OC}} K^{\text{OC}} = U_y^{\text{OC}}$ . Тогда равны и вторые слагаемые, откуда

$$R_{\text{вых}}^{\text{OC}} = R_{\text{вых}} / (1 + \gamma K_0). \quad (1.19)$$

Поскольку  $K = K_0 / (1 + R_{\text{вых}} / R_{\text{H}})$  и учитывая, что для усилителя напряжения  $R_{\text{вых}} \ll R_{\text{H}}$ , можно считать  $K \approx K_0$ . Тогда справедливо приближенное равенство  $R_{\text{OC вых}} \approx R_{\text{вых}} / (1 + g)$ .

Во всех практических случаях применения ООС  $g \gg 1$ . Учитывая это, можно сформулировать следующие выводы:

1. Результирующий усилитель с соответствующим его типу виду ООС имеет внешние входные и выходные параметры лучше, чем исходный, причем тем лучше, чем больше петлевое усиление.
2. Коэффициент усиления результирующего усилителя определяется в основном внешней цепью ООС с тем большей точностью, чем больше петлевое усиление.

Заметим, что если  $\gamma < 1$  (пассивный ЧПООС), то  $K^{\text{OC}} > 1$ , а если  $\gamma > 1$  (активный ЧПООС — усилитель), то  $K^{\text{OC}} < 1$ .

#### **1.1.4.2.4. Влияние отрицательной обратной связи на линейные искажения**

Полагая, что  $\gamma$  — коэффициент передачи цепи ООС — не зависит от частоты, цепь ООС фазу не сдвигает ( $\varphi^{\text{OC}}(\omega) = 0$ ) и фазовый сдвиг усилителя мал ( $\varphi(\omega) \approx 0$ ), получим следующее выражение для частот-

ных искажений:  $M(\omega) = \frac{K(\omega)}{K_0}$ , тогда  $M^{\text{OC}}(\omega) = \frac{K^{\text{OC}}(\omega)}{K_0} = \frac{K(\omega)}{(1 + \gamma K) K_0}$ , откуда  $M^{\text{OC}}(\omega) = \frac{M(\omega)}{1 + \gamma K} = \frac{M(\omega)}{(1 + g)}$ . Таким образом, последовательная

ООС по напряжению уменьшает частотные искажения в  $(1 + g)$  раз.

### 1.1.5. Амплитудно-фазочастотная характеристика усилителя

Усилители переменного напряжения обладают различной величиной коэффициента усиления на разных частотах  $f$  входных сигналов. Усиление уменьшается на высоких и низких частотах входного напряжения.

В данной главе будут рассмотрены частотные зависимости коэффициентов усиления по напряжению  $K(f)$  для усилителей, которые могут усиливать сигналы частот от единиц — десятков герц до единиц — десятков мегагерц. К ним относятся большинство усилителей, исключая селективные (избирательные усилители) и некоторые специализированные. Рассматриваемое большинство усилителей не содержат разделительных и фильтрующих конденсаторов и не имеют в своем составе индуктивных элементов. При этом уменьшение коэффициента усиления в области низких частот происходит в очень узком частотном диапазоне 0–100 Гц, а спад коэффициента  $K(f)$  в высокочастотной области происходит на протяжении единиц-десятков мегагерц. Поэтому, рассматривая уменьшение коэффициента усиления с ростом частоты, будем пренебрегать низкочастотным спадом  $K(f)$  и считать, что максимальный коэффициент усиления находится в области низких частот, включая частоту  $f = 0$ , как в усилителях постоянного тока.

В таких усилителях отдельные каскады соединены между собой по постоянному току (гальваническими связями). Поэтому они не имеют спада усиления в области низких частот и у них можно рассматривать только уменьшение коэффициента усиления с возрастанием частоты. У большинства однокаскадных усилителей этот высокочастотный спад  $K(f)$  обусловлен одной и той же причиной — наличием паразитных емкостей и происходит с одной скоростью.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) показывает зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению  $K$  от частоты  $f$  входного гармонического колебания. Эта частотная зависимость коэффициента усиления является важным фактором, от которого зависит устойчивость работы реальных схем.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) отражает зависимость от частоты угла сдвига фаз между гармоническим входным и выход-

ным напряжениями. Эти функциональные зависимости являются важными характеристиками, определяющими устойчивость работы усилителей в широком частотном диапазоне.

Как показывает практика, коэффициент усиления по напряжению большинства усилителей уменьшается при увеличении частоты входного сигнала, даже если в схеме усилителя не содержатся реактивные элементы. Однако, будь то интегральная схема или схема из дискретных компонент, в ней имеются металлические проводники, изолированные друг от друга. Это значит, что монтаж схемы обладает некоторой распределенной паразитной емкостью. Кроме того, *p-n*-переходы в полупроводниковых приборах обладают некоторой емкостью. При увеличении частоты входного сигнала эти паразитные емкости «закорачивают» на землю все большую часть сигнала. Чем больше частота, тем меньше емкостное сопротивление паразитных емкостей, и на очень высоких частотах весь сигнал стекает на землю через паразитную емкость, не достигая выхода усилителя.

При вычислениях эти распределенные паразитные емкости можно объединить в один конденсатор, усилительный каскад представить идеальным источником напряжения величиной  $K_0 U_{\text{вх}}(f)$ , где  $K_0$  — коэффициент усиления каскада на низкой частоте;  $U_{\text{вх}}(f)$  — входной сигнал усилителя.

Усилительный каскад с резистивной внутренней нагрузкой моделируется эквивалентной схемой, представленной на рис. 1.9, где  $R$  — выходное сопротивление каскада;  $C$  — суммарная емкость разделительных и фильтрующих конденсаторов, паразитная выходная емкость, которая всегда имеется в реальных усилителях, складываемая в общем случае из многих компонент (например, емкости *p-n* переходов, емкости монтажа и т. п.).

Эквивалентная схема усилителя показывает, что определяющую роль в АЧХ усилителей играет выходная *RC*-цепь. На эквивалентной схеме она представлена в виде четырехполюсника, подключенного входными выводами к выходу усилителя. Общий коэффициент передачи эквивалентной схемы равен произведению коэффициентов передачи составляющих ее четырехполюсников. Рассмотрим сначала коэффициент передачи *RC*-четырёхполюсника.

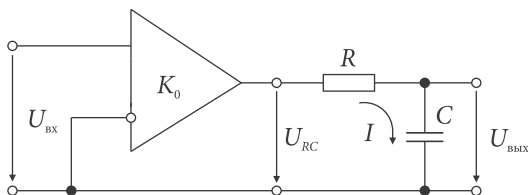


Рис. 1.9. Эквивалентная схема ненагруженного усилительного каскада с резистивной внутренней нагрузкой

### 1.1.5.1. Частотная зависимость коэффициента передачи RC-цепи

Определим частотную зависимость коэффициента передачи по напряжению такой RC-цепи без нагрузки на выходе и с гармоническим напряжением на входе  $U_{\text{ВХ}}(f)$  (рис. 1.10).

Коэффициент передачи по напряжению любого четырехполюсника является комплексной величиной, функцией частоты и определяется отношением комплексного выходного напряжения к входному:

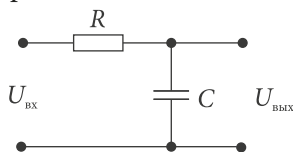


Рис. 1.10. RC-цепь — фильтр низких частот

$$\dot{K}(f) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(f)}{\dot{U}_{\text{ВХ}}(f)}.$$

Аналогично для RC-цепи получаем

$$\dot{K}_{\text{RC}}(f) = \frac{\dot{U}_C(f)}{\dot{U}_{\text{RC}}(f)}.$$

Здесь точка над символом обозначает комплексную величину. Представляя напряжения с помощью закона Ома в виде произведения тока и соответствующего сопротивления, получаем

$$\dot{K}_{\text{RC}}(f) = \frac{\dot{U}_C(f)}{\dot{U}_{\text{RC}}(f)} = \frac{j\dot{X}_C}{j\dot{X}_C + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (1.20)$$

где  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\dot{X}_C = \frac{1}{j\omega C}$ ;  $\dot{X}_C$  — реактивное сопротивление конденсатора емкостью  $C$ ;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота.

Модуль коэффициента передачи  $RC$ -цепи равен

$$K_{RC}(f) = \left| \dot{K}_{RC}(f) \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}. \quad (1.21)$$

При  $\omega^2 R^2 C^2 = 1$

$$K_{RC}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (1.22)$$

Обозначим круговую частоту, на которой справедливо выражение (1.22), через  $\omega_{cp}$ . Здесь  $\omega_{cp} = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$  — круговая частота поло-

винной мощности, передаваемой от входа  $RC$ -цепи на ее выход,  $\tau$  — постоянная времени (с). На этой частоте модуль коэффициента передачи мощности в децибелах равен  $10 \lg(P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}) = 10 \lg(1/2) = -3$  дБ.

Если неизвестны емкость и сопротивление, то постоянная  $RC$ -цепи может быть определена из циклической частоты половинной мощности  $f_{cp}$ :

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_{cp}}. \quad (1.23)$$

Подставляя значение  $RC$  из (1.23) в (1.20), получим частотную зависимость коэффициента передачи по напряжению в виде

$$\dot{K}_{RC}(f) = \frac{1}{1 + j(2\pi f / 2\pi f_{cp})} = \frac{1}{1 + j(f/f_{cp})}. \quad (1.24)$$

Тогда частотная зависимость модуля коэффициента  $RC$ -цепи будет определяться функцией

$$K_{RC}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + f^2/f_{cp}^2}}. \quad (1.25)$$

Если частота  $f$  значительно меньше  $f_{cp}$ , то значение  $K_{RC}(f)$  близко к единице. При  $f$  много большем  $f_{cp}$  коэффициент передачи  $RC$ -цепи

по напряжению уменьшается приблизительно обратно пропорционально частоте.

Для любого четырехполюсника зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению от частоты  $K(f)$  называется *амплитудно-частотной характеристикой*. Часто строят АЧХ в логарифмическом масштабе, т. е. по оси ординат — коэффициент усиления в децибелах, а по оси абсцисс — частота в декадах или октавах (декада — десятикратное изменение частоты, октава — изменение частоты вдвое). Для RC-цепи график функции (1.25) в логарифмическом масштабе представлен на рис. 1.11. Обычно эти графики строятся на полулогарифмической сетке, ось ординат размечена линейно.

В области высоких частот график  $K_{RC}(f)$  в логарифмическом масштабе является прямой линией, описываемой уравнением вида  $y = -ax + b$  с наклоном  $-6$  дБ на октаву, или  $-20$  дБ на декаду. Поэтому при  $f$  много большей  $f_{cp}$ , когда частота увеличивается на октаву (удваивается), коэффициент передачи RC-цепи падает на  $-6$  дБ (уменьшается в два раза). При увеличении частоты в 10 раз коэффициент передачи уменьшается на  $-20$  дБ.

Частота половинной мощности  $f_{cp}$  определяется точкой пересечения горизонтальной прямой с уровнем 0 дБ и асимптоты с наклоном  $-6$  дБ на октаву. Поэтому частоту  $f_{cp}$  часто называют *частотой среза*. Частота  $f_T$ , при которой коэффициент усиления равен единице (0 дБ), называется *частотой единичного усиления*.

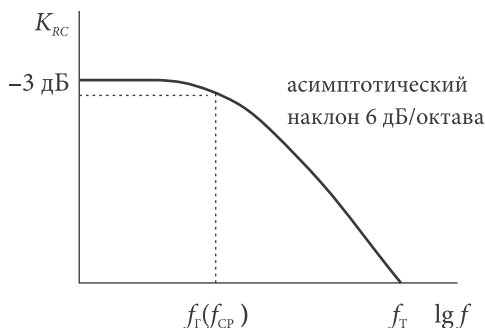


Рис. 1.11. Амплитудно-частотная характеристика RC-цепи

Угол сдвига фаз  $\varphi$  между входным гармоническим напряжением  $RC$ -цепи  $\dot{U}_{RC}(f)$  и выходным напряжением  $\dot{U}_C(f)$  на разных частотах  $f$  определяется аргументом комплексного коэффициента передачи:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im} \dot{K}}{\operatorname{Re} \dot{K}} = -\arctg \frac{f}{f_{cp}}.$$

Знак минус перед правой частью выражения для  $\varphi$  означает, что выходное напряжение отстает по фазе от входного.

Для оценки частотного поведения  $\varphi$  рассмотрим подробнее зависимость коэффициента передачи от частоты. Домножая числитель и знаменатель выражения (1.24) на комплексно сопряженный знаменатель, получим коэффициент передачи в виде

$$\dot{K}_{RC}(f) = \frac{1 - j(f/f_{cp})}{1 + (f/f_{cp})^2}. \quad (1.26)$$

В области низких частот  $f$  значительно меньше  $f_{cp}$ , мнимая часть (1.26) стремится к нулю при уменьшении частоты  $f$  до нуля и сдвиг фаз будет равен нулю:  $\varphi = 0$ .

При  $f = f_{cp}$  действительная часть выражения (1.26) равна его мнимой части и аргумент комплексного коэффициента передачи, определяемый арктангенсом отношения мнимой части к действительной, равен  $\varphi = \pi/4$ . При этом выходное напряжение  $RC$ -цепи отстает от входного на  $45^\circ$  по фазе.

Чтобы найти фазочастотную характеристику  $RC$ -цепи на более высоких частотах, умножим числитель и знаменатель правой части

выражения (1.24) на  $-j \frac{f_{cp}}{f}$ . Получим зависимость коэффициента

передачи от частоты в виде

$$\dot{K}_{RC}(f) = -j \frac{f_{cp}}{f} \left( \frac{1}{1 - j \frac{f_{cp}}{f}} \right). \quad (1.27)$$

При  $f \rightarrow \infty$ :  $1 - j\frac{f_{cp}}{f} \approx 1$ ,  $\dot{K}_{RC}(f) \approx -j\frac{f_{cp}}{f}$  и коэффициент пере-

дачи  $RC$ -цепи становится мнимой величиной. Таким образом, максимальный фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями в области высоких частот равен  $\pi/2$ .

Фазочастотная характеристика  $RC$ -цепи представлена на рис. 1.12.

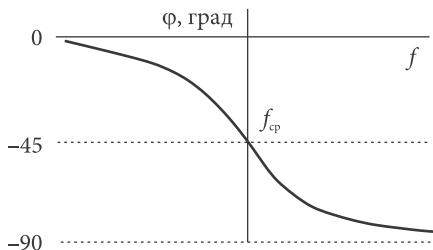


Рис. 1.12. Сдвиг фазы выходного напряжения  $RC$ -цепи

### 1.1.5.2. Амплитудно- и фазочастотная характеристики усилителя

Полученные выше амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики  $RC$ -цепи полностью определяют АФЧХ усилителя. На эквивалентной схеме рис. 1.9 последовательно включены два четырехполюсника — идеальный усилитель с бесконечно большим входным сопротивлением, нулевым выходным сопротивлением, коэффициентом усиления напряжения  $K_0 = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$  и  $RC$ -цепь. Для приведенной схемы коэффициент передачи определяется произведением коэффициентов передачи обоих четырехполюсников, т. е.

$$\dot{K}(f) = K_0 \dot{K}_{RC}(f). \text{ Таким образом, } \dot{K}(f) = \frac{K_0}{1 + j\omega RC}.$$

Величина  $RC = \tau$  — постоянная времени каскада, а  $1/\tau = \omega_{cp} = 2\pi f_{cp}$  — частота среза (полос).



Итак, для однополюсного усилителя получаем

— АФЧХ:

$$\dot{K}(f) = \frac{K_0}{1 + j(f/f_{cp})};$$

— АЧХ:

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + f^2/f_{cp}^2}}; \quad (1.28)$$

— ФЧХ:

$$\varphi(f) = -\arctg(f/f_{cp}).$$

Можно видеть, что увеличение частоты приводит к увеличению знаменателя в выражениях для  $\dot{K}(f)$  и  $K(f)$ , а значит, к уменьшению коэффициента усиления по напряжению. Из выражения для  $\varphi(f)$  видно, что при увеличении частоты фаза выходного сигнала сдвигается относительно фазы входного на величину  $-\arctg(f/f_{cp})$ . Знак минус означает, что выходной сигнал отстает по фазе от входного. Это происходит потому, что сигнал проходит через усилитель с задержкой как в активных усилительных элементах самого усилителя, так и под действием других внешних емкостей. Увеличение сдвига фазы с ростом частоты происходит даже тогда, когда время задержки для всех частот одинаково. В этом случае время задержки начинает составлять большую часть периода, что соответствует большему сдвигу фазы для высокочастотных сигналов.

Видно, что для диапазона частот  $f \ll f_{cp}$  коэффициент усиления не зависит от частоты  $K(f) = K_0$  и фазовый сдвиг отсутствует:  $\varphi(f) = 0$ ; на частоте среза  $f = f_{cp}$  коэффициент усиления  $K(f_{cp}) \approx 0,7K_0$ , а фазовый сдвиг  $\varphi(f_{cp}) = -45^\circ$ ; для частот  $f \gg f_{cp}$  зависимость коэффициента усиления от частоты определяется выражением  $K(f) =$

$$= \frac{K_0}{\sqrt{1 + f^2/f_{cp}^2}} = \frac{K_0 f_{cp}}{\sqrt{f^2 + f_{cp}^2}} \approx \frac{K_0 f_{cp}}{f} \quad \text{при } f \gg f_{cp}, \text{ а угол сдвига фаз } \varphi(f) = -90^\circ.$$

В последнем случае, при  $f \gg f_{cp}$ , произведение  $K(f)f = K_0 f_{cp} = \text{const}$ . Это выражение справедливо и для частоты  $f_T$ , на которой коэф-

коэффициент усиления уменьшается до единицы:  $K(f_T) = 1$ . Тогда  $f_T \approx K_0 f_{cp} = \text{const}$ .

Таким образом, частота единичного усиления  $f_T$  равна произведению максимального коэффициента усиления на ширину полосы пропускания:  $\Delta f = f_{cp} - 0 = f_{cp}$ .

Частота среза  $f_{cp}$  — верхняя граница *полосы пропускания* усилителя, на которой  $K(f)$  падает на  $-3$  дБ от  $K_0$ .

Обычно совместно с логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) строят ФЧХ, при этом по оси ординат откладывают угол в линейном масштабе, а по оси абсцисс — частоту в декадах или октавах. Такое совместное построение частотных характеристик в логарифмическом и полулוגарифмическом масштабах называется *диаграммой Бode*. Логарифмический масштаб построения АЧХ позволяет, с одной стороны, проводить графическое сложение ЛАЧХ отдельных каскадов при получении результирующей ЛАЧХ многокаскадного усилителя, а с другой — является удобным средством при рассмотрении большого диапазона частот. Используя свойства логарифмов, перепишем выражение (28) в децибелах:

$$K(f) \text{ дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \left( 1 + \left( \frac{f}{f_{cp}} \right)^2 \right)^{1/2}.$$

Получим значения  $K(f)$  в децибелах для трех диапазонов частот, рассмотренных ранее:

1. Частота находится ниже —  $f \ll f_{cp}$ :

$$\frac{f}{f_{cp}} \approx 0, \lg 1 = 0, K(f) \text{ дБ} = (20 \lg K_0) \text{ дБ}.$$

2. Частота равна верхней граничной частоте —  $f = f_{\Gamma} = f_{cp}$ :

$$\lg \left( 1 + \left( \frac{f}{f_{cp}} \right)^2 \right)^{1/2} = \lg \sqrt{2}.$$

$$K(f) \text{ дБ} = (20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{2}) \text{ дБ} = (20 \lg K_0 - 20 \cdot 0,15) \text{ дБ} = (20 \lg K_0) \text{ дБ} - 3 \text{ дБ}.$$

Это означает, что при  $f = f_{\Gamma} = f_{\text{cp}}$  коэффициент усиления падает на 3 дБ по сравнению с максимальным коэффициентом  $K_0$  на низких частотах, а сдвиг фазы выходного сигнала равен  $-45^\circ$  (поскольку  $\arctg 1 = 45^\circ$ ).

3. Частота значительно превышает граничную частоту —  $f \gg f_{\text{cp}}$ :

$$\frac{f}{f_{\text{cp}}} \gg 1, \lg \left( 1 + \left( \frac{f}{f_{\text{cp}}} \right)^2 \right)^{1/2} = \lg \frac{f}{f_{\text{cp}}}, \quad K(f) \text{ дБ} = \left( 20 \lg K_0 - 20 \lg \frac{f}{f_{\text{cp}}} \right) \text{ дБ}.$$

Пример диаграммы Бode однополюсного усилителя приведен на рис. 1.13: идеализированная ЛАЧХ изображена сплошной линией, реальная — пунктирной.

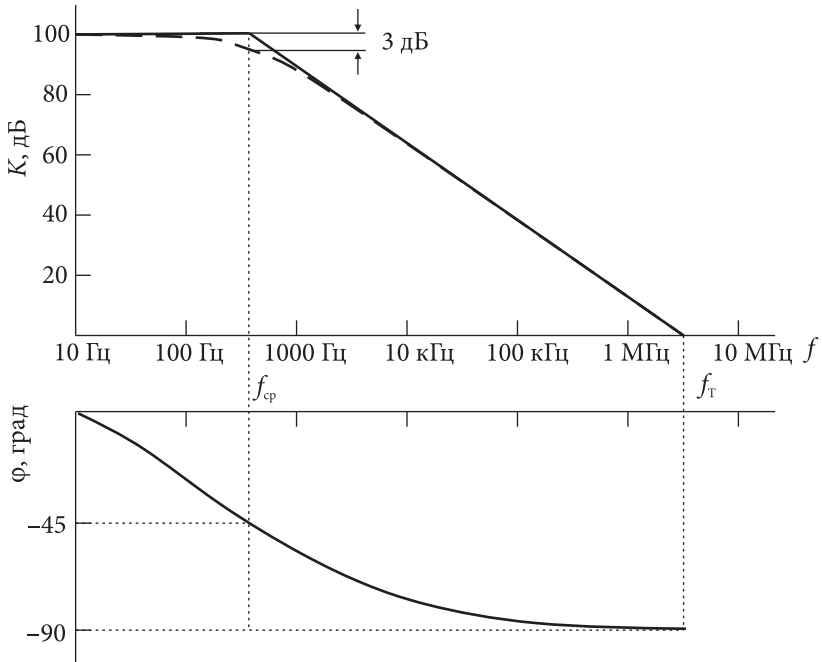


Рис. 1.13. Диаграмма Бode однополюсного усилителя

На диаграмме Бode видно, что сдвиг фазы равен  $-45^\circ$  при частоте  $f_{cp}$  ( $\Delta K = -3$  дБ) и приближается к  $90^\circ$  на частоте  $f_T$ , где коэффициент усиления равен 1 или 0 дБ.

Из приведенного примера видно, что идеализированная ЛАЧХ, построенная из двух прямых отрезков, мало отличается от реальной, которая изображена пунктиром. Наибольшее различие этих характеристик в окрестности частоты  $f_{cp}$  составляет величину 3 дБ.

### 1.1.5.3. Скорость спада коэффициента усиления

Рассмотрим скорость убывания коэффициента усиления эквивалентной схемы, изображенной на рис. 1.9, при увеличении частоты, когда  $f \gg f_{cp}$ . Уменьшение коэффициента усиления с частотой называется *спадом*. Спад принято выражать в децибелах на октаву или в децибелах на декаду.

Пусть частота изменится от  $f_a$  до  $f_b$ , причем  $f_b > f_a > f_{cp}$ .

Тогда изменение коэффициента усиления будет равно

$$\Delta K \text{ (дБ)} = K(f_b) \text{ дБ} - K(f_a) \text{ дБ} = 20 \lg \frac{f_a}{f_b} \text{ дБ}.$$

Если  $f_b$  больше  $f_a$  в 10 раз, то  $\Delta K \text{ (дБ)} = 20 \lg \frac{1}{10} \text{ дБ} = -20 \text{ дБ}$ . Таким

образом, скорость спада  $K(f)$  (дБ) для однополосного каскада при изменении частоты в 10 раз в случае  $f \gg f_{cp}$  составляет 20 дБ/декада.

Если  $f_b$  больше  $f_a$  в 2 раза, то  $\Delta K \text{ (дБ)} = 20 \lg \frac{1}{2} \text{ дБ} = -6 \text{ дБ}$ . В этом

случае скорость спада составляет 6 дБ/октава. Другими словами, крутизна спада ЛАЧХ при увеличении  $f$  в области частот  $f \gg f_{cp}$  равномерна и составляет величину  $-20$  дБ/декада, что соответствует  $-6$  дБ/октава.

На рис. 1.14 показана АЧХ реального усилителя постоянного тока с  $K_0 = 83$  дБ.

Видно, что  $K(1 \text{ кГц}) = 80$  дБ при  $f_{cp} = 1 \text{ кГц}$  и  $K(10 \text{ кГц}) = 60$  дБ; падение коэффициента усиления на одной декаде составляет  $-20$  дБ.

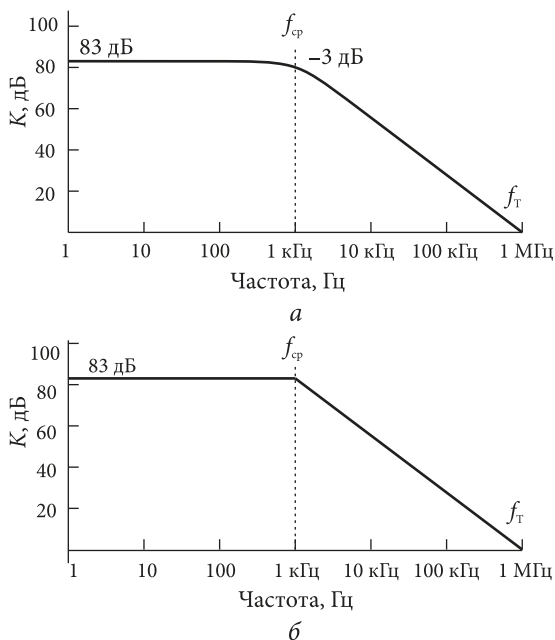


Рис. 1.14. Частотная характеристика реального усилителя (а) и ее аппроксимация (б)

#### 1.1.5.4. Скорость спада коэффициента усиления в многокаскадном усилителе

Рассмотрим усилитель, состоящий из трех усилителей (рис. 1.15). Все три каскада представлены эквивалентными схемами, подобными изображенной на рис. 1.9, со своими коэффициентами усиления, выходными сопротивлениями и паразитными емкостями.

У каждого усилителя скорость спада 6 дБ/октава. Коэффициент усиления трехкаскадного усилителя  $K(f) = K_1(f) \cdot K_2(f) \cdot K_3(f)$ . В случае многокаскадного усилителя с резистивными нагрузками

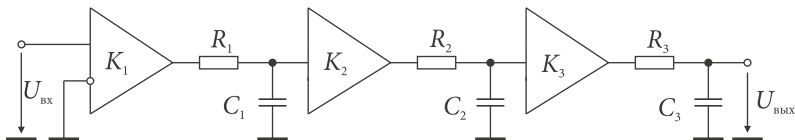


Рис. 1.15. Эквивалентная схема трехкаскадного усилителя

(в том числе и операционного усилителя), имеющего, как следствие, несколько полюсов, результирующую ЛАЧХ легко построить суммированием ЛАЧХ отдельных каскадов.

Будем аппроксимировать АЧХ всех каскадов прямолинейными отрезками (рис. 1.16).

Пусть модули и аргументы коэффициентов усиления каскадов имеют вид

$$K_1(f) = \frac{K_{11}}{\sqrt{1+(f/f_{11})^2}}, \quad \theta_1 = -\arctg(f/f_{11}) \quad (\text{рис. 1.16, а});$$

$$K_2(f) = \frac{K_{12}}{\sqrt{1+(f/f_{12})^2}}, \quad \theta_2 = -\arctg(f/f_{12}) \quad (\text{рис. 1.16, б});$$

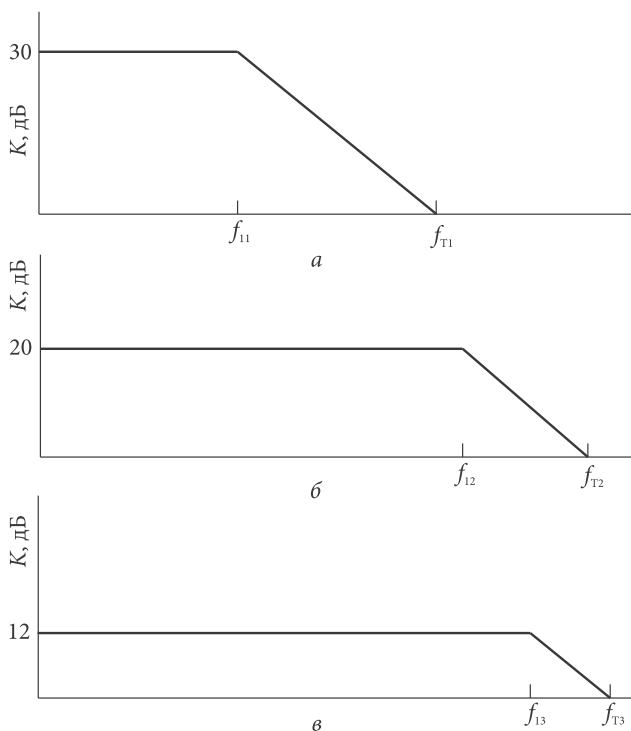


Рис. 1.16. АЧХ каскадов усилителя, показанного на рис. 1.15

$$K_3(f) = \frac{K_{13}}{\sqrt{1 + (f/f_{13})^2}}, \quad \theta_3 = -\arctg(f/f_{13}) \quad (\text{рис. 1.16, в}),$$

где  $f_{11} — f_r$  каскада 1;  $f_{12} — f_r$  каскада 2;  $f_{13} — f_r$  каскада 3;  $K_{11}$ ,  $K_{12}$ ,  $K_{13}$  — низкочастотные коэффициенты усиления 1, 2 и 3-го каскадов соответственно. Модуль и аргумент коэффициента усиления всего усилителя

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = \frac{K_{11} \cdot K_{12} \cdot K_{13}}{\sqrt{1 + (f/f_{11})^2} \cdot \sqrt{1 + (f/f_{12})^2} \cdot \sqrt{1 + (f/f_{13})^2}},$$

$$\theta = \arctg(f/f_{11}) - \arctg(f/f_{12}) - \arctg(f/f_{13}). \quad (1.29)$$

Выражение (1.29) неудобно для анализа, поэтому для описания суммарной АЧХ будем складывать ЛАЧХ всех трех каскадов в децибелах (рис. 1.17).

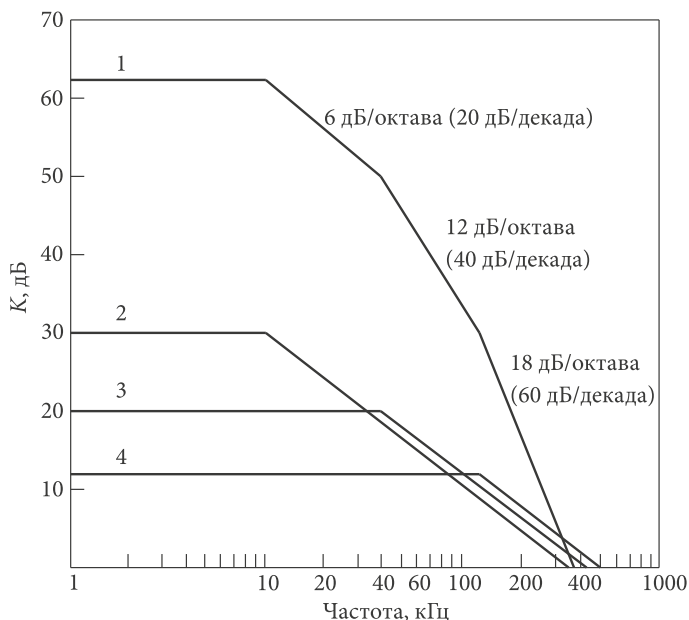


Рис. 1.17. Суммарная АЧХ последовательно соединенных каскадов

В децибелах до частоты  $f_{11}$

$$K(\text{дБ}) = 20 \lg K_1 + 20 \lg K_2 + 20 \lg K_3 = 30 \text{ дБ} + 20 \text{ дБ} + 12 \text{ дБ} = 62 \text{ дБ}.$$

Видно, что в полосе частот от  $f_{11} = 10$  кГц до  $f_{12} = 40$  кГц коэффициент усиления падает на 6 дБ/октава за счет АЧХ каскада 1. В полосе частот от  $f_{12}$  до  $f_{13}$  коэффициент усиления падает на 12 дБ/октава за счет АЧХ каскадов 1 и 2. В полосе частот от  $f_{13}$  до частоты единичного усиления всего усилителя, равной 390 кГц, скорость спада равна  $3 \cdot 6$  дБ/октава = 18 дБ/октава.

### **1.1.5.5. Фазочастотная характеристика многокаскадного усилителя**

Из рис. 1.13 видно, что максимальное отставание по фазе выходного напряжения от входного, равное  $90^\circ$ , происходит на частоте единичного усиления. Отсюда следует, что для одного каскада максимальное запаздывание по фазе не превышает  $45^\circ$  для частот  $f < f_{\Gamma}$  (на  $f = f_{\Gamma}$   $\arctg 1 = 45^\circ$ ) и увеличивается до  $90^\circ$  при приближении к частоте единичного усиления ( $K = 0$  дБ).

В многокаскадном усилителе суммарное запаздывание по фазе для трехкаскадного усилителя равно

$$-\theta = \arctg(f/f_{11}) - \arctg(f/f_{12}) - \arctg(f/f_{13}). \quad (1.30)$$

Для двухкаскадного усилителя максимально возможное запаздывание по фазе составляет  $-180^\circ$ , для трехкаскадного  $-270^\circ$ . На рис. 1.18 показана диаграмма Боде трехкаскадного усилителя.

### **1.1.5.6. Частотная зависимость коэффициента усиления при наличии обратной связи**

В общем случае спад амплитудно-частотной характеристики и увеличение фазового сдвига в области высоких частот приводят к появлению искажений любого негармонического сигнала на выходе усилителя. Уменьшение амплитудно-фазочастотных искажений достигается охватом усилителя петлей ООС. Добавление отрицательной обратной связи (ООС), как было показано ранее, улучшает большинство внешних характеристик усилителей, в частности, повышает входное и понижает выходное сопротивление. Покажем,



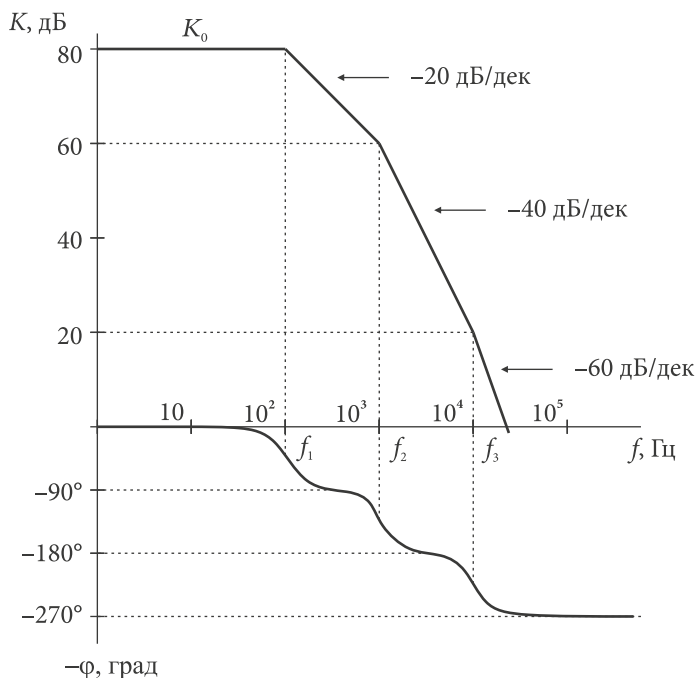


Рис. 1.18. Диаграмма Бode трехполюсного усилителя

что ООС еще и увеличивает эффективную полосу пропускания усилителя.

Как было отмечено ранее, без ООС коэффициент усиления однокаскадного усилителя уменьшался при увеличении частоты на 6 дБ/октава:

$$\dot{K}(f) = \frac{\dot{K}}{1 + j(f/f_T)}, \quad (1.31)$$

где  $\dot{K}$  — коэффициент усиления усилителя ОС на низкой частоте;  $f_T$  — верхняя граничная частота;  $j = \sqrt{-1}$ .

Коэффициент усиления усилителя при наличии ООС определяется выражением (1.11)

$$\dot{K}^{\text{ООС}} = \frac{\dot{K}}{1 + \gamma K}.$$

Подставляя (1.31) в (1.11), получим

$$\dot{K}(f)^{\text{оос}} = \frac{\dot{K}(f)}{1 + \gamma \dot{K}(f)} = \frac{\frac{\dot{K}}{1 + j(f/f_{\Gamma})}}{1 + \frac{\gamma \dot{K}}{1 + j(f/f_{\Gamma})}} = \frac{\dot{K}}{1 + j(f/f_{\Gamma}) + \gamma \dot{K}}.$$

Умножая числитель и знаменатель полученного выражения на

$$\frac{1}{1 + \gamma \dot{K}}, \text{ получаем}$$

$$\dot{K}(f)^{\text{оос}} = \frac{\frac{\dot{K}}{1 + \gamma \dot{K}}}{1 + j \frac{f}{f_{\Gamma} (1 + \gamma \dot{K})}}. \quad (1.32)$$

Выражение (1.32) можно переписать в виде

$$\dot{K}(f)^{\text{оос}} = \frac{\dot{K}^{\text{оос}}}{1 + j(f/f_{\Gamma}^{\text{оос}})}, \quad (1.33)$$

где  $f_{\Gamma}^{\text{оос}} = f_{\Gamma} (1 + \gamma K)$  — граничная частота при наличии ООС (новая частота среза);  $K^{\text{оос}}$  — коэффициент усиления на низких частотах. Видно, что  $f_{\Gamma}^{\text{оос}} > f_{\Gamma}$ .

На рис. 1.19 показано, что эффективная ширина полосы пропускания при наличии ООС может быть увеличена в  $(1 + \gamma K)$  раз, где  $\gamma K$  — петлевое усиление. В примере на рис. 1.19 полоса пропускания увеличилась с 2 кГц до 3,8 МГц.

При этом спад коэффициента усиления начинается с частоты  $f_{\Gamma}^{\text{оос}} = 3,8$  МГц и имеет такую же скорость спада 6 дБ/октава, как и у усилителя без ООС. Из рис. 1.19 видно, что петлевое усиление  $\gamma K$  определяется разностью в децибелах между  $K$  и  $K^{\text{оос}}$  в области низких частот:

$$\gamma K \text{ (дБ)} = K \text{ (дБ)} - \frac{1}{\gamma} \text{ (дБ)}. \quad (1.34).$$

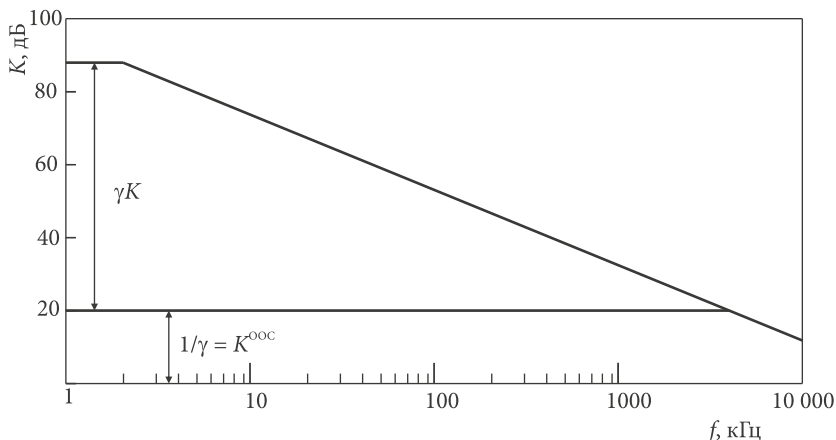


Рис. 1.19. Влияние отрицательной ОС на ширину полосы пропускания

Действительно, для усилителя с ООС  $\dot{K}^{\text{ООС}} = \frac{\dot{K}}{1 + \gamma \dot{K}} = \frac{1/\gamma}{1 + 1/\gamma \dot{K}} \rightarrow \frac{1}{\gamma}$

при  $\gamma K \gg 1$ .

Откуда следует для идеального усилителя  $K^{\text{ООС}} = \frac{1}{\gamma}$ . Тогда

$$\frac{K}{K^{\text{ООС}}} = \frac{K}{1/\gamma} = \gamma K \text{ — петлевое усиление, и по свойствам логарифмов}$$

$$\gamma K \text{ (дБ)} = \frac{K}{1/\gamma} \text{ (дБ)} = K \text{ (дБ)} - \frac{1}{\gamma} \text{ (дБ)}. \text{ Таким образом, петлевое усиление}$$

возрастает при уменьшении коэффициента усиления при отрицательной обратной связи.

При скорости спада коэффициента усиления 6 дБ/октава произведение  $K \cdot f_{\Gamma} = \text{const}$ . Действительно, при  $K^{\text{ООС}}$  с  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$  также получаем

$$K^{\text{ООС}} \cdot f_{\Gamma}^{\text{ООС}} = \frac{K}{1 + \gamma K} \cdot [f_{\Gamma}(1 + \gamma K)] = K \cdot f_{\Gamma}.$$

### 1.1.5.7. Самовозбуждение усилителей

Обычно усилитель используется с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, так как она увеличивает входное и снижает выходное сопротивления, увеличивает полосу пропускания. Если отрицательная обратная связь по каким-либо причинам перейдет в положительную, то в усилителе возникнут автоколебания и он превратится в генератор. Для самовозбуждения автоколебаний необходимо выполнение следующих двух условий:

1)  $\gamma K > 1$ , где  $\gamma$  — коэффициент передачи цепи положительной обратной связи;

2)  $\theta_{\text{ус}} + \theta^{\text{ООС}} = 360^\circ$ , т. е. необходимо, чтобы сигнал ОС, возвращаемый на вход усилителя, был больше входного сигнала и находился в фазе с ним. Если эти условия выполнены, то для самовозбуждения автоколебаний достаточно на входе усилителя только сигналов шумов. Такая ситуация может возникнуть на входе усилителя с ООС, если запаздывание выходного напряжения усилителя достигнет  $-180^\circ$ , учитывая, что ООС имеет дополнительные  $-180^\circ$  на входе. Таким образом, критерием возникновения автоколебаний будут условия  $\gamma K > 1$ ,  $\theta = 180^\circ$  на частоте единичного усиления ( $K^{\text{ООС}} = 0$  дБ) или на частоте прохождения (пересечения) диаграммой Боде усилителя без ООС коэффициента усиления (в дБ) усилителя с ООС. Под частотой  $f^{\text{ООС}}$  прохождения коэффициента усиления усилителя с ООС подразумевается частота, на которой  $K^{\text{ООС}} = K(f^{\text{ООС}})$ . На рис. 1.20 эта частота определяется точкой пересечения горизонтальной линии  $K^{\text{ООС}} = 38$  дБ частотной характеристики коэффициента усиления трехкаскадного усилителя без ООС. Здесь  $f_1, f_2, f_3$  — верхние граничные частоты каскадов.

Возможное самовозбуждение усилителя с ООС связано с задержкой прохождения сигнала через усилитель. Время задержки  $t_3$  почти не зависит от частоты. Допустим, что  $t_3 = 1$  мкс. Если такая задержка равна половине периода сигнала или сдвигу фазы выходного и входного напряжений усилителя на  $180^\circ$ , то с учетом  $180^\circ$ -градусного сдвига за счет ООС суммарный сдвиг фаз составляет  $360^\circ$ . Тогда усилитель самовозбудится на частоте 500 кГц ( $0,5T = 1$  мкс). Если задержка равна 0,25 мкс, то генерация возникнет на частоте 2 МГц. Однако если  $K^{\text{ООС}}$  такого усилителя меньше 1 на частоте

2 МГц, то самовозбуждения не произойдет. Автоколебания могут возникнуть только на частоте, для которой  $0,5T = t_3$  и эта частота находится в полосе пропускания усилителя.

Выразим теперь петлевой коэффициент усиления не через  $K$

(на низких частотах  $K_0$ ), а через  $K(f)$  без ООС: 
$$K(f) \cdot \gamma = \frac{\gamma K}{\sqrt{1 + (f/f_1)^2}},$$

$\theta = -\arctg(f/f_1)$ , если усилитель имеет скорость спада 6 дБ/октава.

Поскольку  $\gamma$  определяется отношением сопротивлений резисторов в делителе, создающем ООС ( $1/\gamma = K$ ), оно фактически не влияет на сдвиг фаз. Сдвиг фаз создается самим усилителем. Из рис. 1.13 видно, что при скорости спада 6 дБ/октава максимальный сдвиг фаз равен  $90^\circ$ . Значит, при скорости спада 6 дБ/октава на частоте  $f_T^{ООС}$  усилитель не будет самовозбуждаться независимо от величины петлевого усиления, так как суммарный сдвиг фаз усилителя и цепи ООС равен  $90^\circ + 180^\circ < 360^\circ$ .

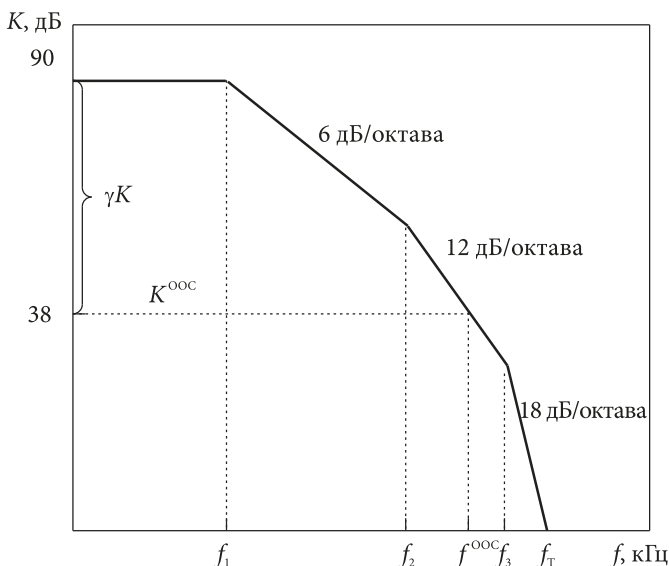


Рис. 1.20. Определение наклона АЧХ для коэффициента усиления с обратной связью

На частотах, для которых скорость спада равна 12 дБ/октава (см. рис. 1.15 и 1.17 для трехкаскадного усилителя),

$$K(f) \cdot \gamma = \frac{K_1 K_2 K_3 \gamma}{\left[1 + (f/f_{11})^2\right]^{1/2} \cdot \left[1 + (f/f_{12})^2\right]^{1/2}},$$

$$\theta = -\arctg(f/f_{11}) - \arctg(f/f_{12}).$$

Здесь максимальный сдвиг фаз в полосе между частотами  $f_{11}$  и  $f_{12}$  составляет  $180^\circ$ . Достигнет ли сдвиг фаз значения  $180^\circ$ , зависит от конкретного соотношения между этими частотами и частотой  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$ . Таким образом, состояние усилителя со скоростью спада 12 дБ/октава при частоте  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$  можно назвать малоустойчивым, таких состояний следует избегать.

Для частот выше  $f_{13}$  скорость спада составляет 18 дБ/октава. В полосе частот  $f_{13} - f_1^{\text{ООС}}$ , где  $f_1^{\text{ООС}}$  — частота единичного усиления усилителя с ООС, петлевой коэффициент усиления определяется выражением

$$K \cdot \gamma = (K_1 \cdot K_2 \cdot K_3) \cdot \gamma = \frac{K_{11} \cdot K_{12} \cdot K_{13} \cdot \gamma}{\sqrt{1 + (f/f_{11})^2} \cdot \sqrt{1 + (f/f_{12})^2} \cdot \sqrt{1 + (f/f_{13})^2}},$$

$$\theta = \arctg(f/f_{11}) - \arctg(f/f_{12}) - \arctg(f/f_{13}). \quad (1.35)$$

Возможный максимальный сдвиг фазы в этом случае равен  $270^\circ$ . Здесь усилитель, имеющий скорость спада коэффициента усиления 18 дБ/октава на частоте  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$ , скорее всего самовозбудится.

#### 1.1.5.8. Критерий устойчивости

Устойчивой работой усилителя является работа без самовозбуждения. При применении усилителей используется ООС, при этом  $K^{\text{ООС}} > 1$ . Для трехкаскадного усилителя с частотной характеристикой, представленной на рис. 1.21, рассмотрим случаи, когда выполняется одно из условий для  $f^{\text{ООС}}$ :  $f^{\text{ООС}}$  попадает на спад с крутизной

- 1) 6 дБ/октава;
- 2) 12 дБ/октава;
- 3) 18 дБ/октава.

Для вычисления фазового сдвига  $\theta$  усилителя с  $K^{\text{ООС}}$  будем использовать общее выражение (1.35). Модуль коэффициента усиления усилителя с ООС можно получить из диаграммы Боде, и он будет больше единицы во всех трех случаях. На рис. 1.21 граничная частота  $f_{\Gamma 1}$  усилителя равна 2 кГц,  $f_{\Gamma 2} = 40$  кГц,  $f_{\Gamma 3} = 160$  кГц. Частота единичного усиления  $f_1 = 480$  кГц. Определим по величине угла  $\theta$  (учитывая, что для всех трех случаев  $K^{\text{ООС}} > 1$ ) устойчивость усилителя при следующих коэффициентах усиления, получаемых с помощью цепей отрицательной обратной связи: 55, 50, 35, 25 дБ.

1.  $K^{\text{ООС}} = 55$  дБ,  $\gamma K = 79$  дБ – 55 дБ = 24 дБ  $\gg 1$ ,  $f_{\Gamma 1}^{\text{ООС}} = 31$  кГц (рис. 1.21). Можно заметить, что частота  $f_{\Gamma 1}^{\text{ООС}}$  близка по величине к  $f_{\Gamma 2} = 40$  кГц, т. е. к частоте, на которой крутизна спада становится равной 12 дБ/октава. Вычисляя фазовый сдвиг при  $f_{\Gamma 1}^{\text{ООС}}$ , получим

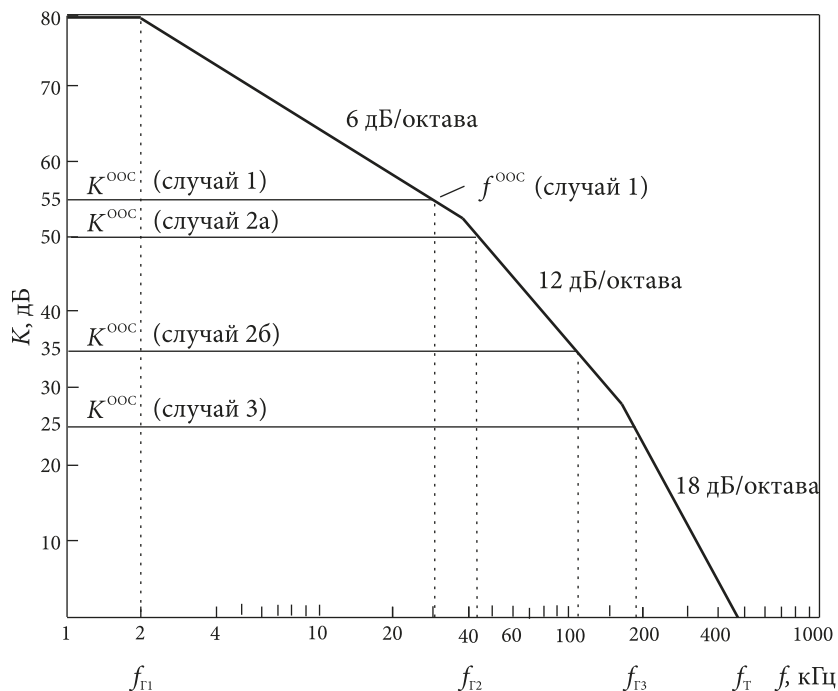


Рис. 1.21. Частотная характеристика трехкаскадного усилителя

$\theta = -\arctg(31 \text{ кГц}/2 \text{ кГц}) - \arctg(31 \text{ кГц}/40 \text{ кГц}) - \arctg(31 \text{ кГц}/160 \text{ кГц}) = -135,1^\circ$ . В этом случае запас устойчивости по фазе равен  $180^\circ - 135,1^\circ = 44,9^\circ$ .

Этот запас фазового сдвига при  $\gamma K \geq 1$  является гарантом устойчивости, откуда следует, что в рассматриваемом случае усилитель устойчив. Необходимо заметить, что если  $K^{\text{ООС}}$  совпадает с диаграммой Боде усилителя без ООС в точке, где скорость спада равна 6 дБ/октава, то усилитель обязательно устойчив. Исходя из этого, можно по диаграмме Боде (рис. 1.21) заключить, что такой усилитель с ООС будет устойчивым при любом коэффициенте усиления от 55 до 79 дБ.

**2а.**  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}} \geq f_{\Gamma_2}$ :  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}}$  находится ближе к  $f_{\Gamma_2}$ , чем к  $f_{\Gamma_3}$ ;  $K^{\text{ООС}} = 50$ ;  $\gamma K = 29 \text{ дБ}$ ;  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}} = 43,5 \text{ кГц}$ ;  $\theta = -\arctg(43,5/2) - \arctg(43,5/40) - \arctg(43,5/160) = -149,97^\circ$ . Поскольку  $\theta < 180^\circ$ , то усилитель устойчив. Запас по фазе положителен и составляет  $180^\circ - 149,97^\circ = 30^\circ$ .

**2б.**  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}} \leq f_{\Gamma_2}$ :  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}}$  находится вблизи  $f_{\Gamma_3}$ ;  $K^{\text{ООС}} = 35 \text{ дБ}$ ;  $\gamma K = 44 \text{ дБ} \gg 1$ ;  $f_{\Gamma_2}^{\text{ООС}} = 115 \text{ кГц}$ ;  $\theta = -\arctg(115/2) - \arctg(115/40) - \arctg(115/160) = -196,6^\circ$ . Запас устойчивости по фазе отрицательный:  $180^\circ - 196,6^\circ = -16,6^\circ$ . Так как  $\theta > 180^\circ$ , усилитель будет самовозбуждаться при  $K^{\text{ООС}} = 35 \text{ дБ}$ . Очевидно, что при  $K^{\text{ООС}} < 35 \text{ дБ}$  усилитель с ООС будет неустойчив.

Таким образом, при скорости спада 12 дБ/октава и с  $K^{\text{ООС}}$ , совпадающим с диаграммой Боде усилителя без ООС, может наблюдаться как устойчивая, так и неустойчивая работа усилителя. Поэтому необходимо вычислять сдвиг по фазе  $\theta$  для всех  $K^{\text{ООС}}$ , которые попадают на участок с такой скоростью спада.

**3.**  $K^{\text{ООС}} = 25$ ,  $\gamma K = 54 \text{ дБ}$ ,  $f_{\Gamma_3}^{\text{ООС}} = 190 \text{ кГц}$ .

$$\theta = -\arctg(190/2) - \arctg(190/40) - \arctg(190/160) = -217,6^\circ.$$

Запас устойчивости по фазе отсутствует:  $180^\circ - 217,6^\circ = -37,6^\circ$ .

Таким образом, если  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$  оказывается в диапазоне частот, где скорость спада усилителя 18 дБ/октава, то самовозбуждение становится неизбежным.

Критерий устойчивости усилителя при совпадении-пересечении значения  $K^{\text{ООС}}$  диаграммы Боде усилителя без ООС (точка  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}}$ ) кратко можно сформулировать следующими условиями: если в точке



совпадения  $f_T^{\text{ООС}}$  скорость спада коэффициента усилителя без ООС  
а) 6 дБ/октава, то усилитель обязательно устойчив; б) 12 дБ/октава, то усилитель близок к самовозбуждению; в) 18 дБ/октава, то усилитель всегда неустойчив.

### 1.1.5.9. Запас устойчивости по фазе усилителя с отрицательной обратной связью

Критерий устойчивости можно выразить с помощью *запаса устойчивости по фазе*, который вычисляется по формуле

$$\theta_{\text{зап}} = 180^\circ + \theta = 180^\circ - |\theta|.$$

При положительном  $\theta_{\text{зап}}$  усилитель устойчив. Однако если входной сигнал импульсный (очень быстро возрастает и спадает напряжение на входе усилителя), то даже у устойчивого усилителя на фронте и срезе выходного импульса могут возникнуть затухающие колебания. Это часто называют «звоном» усилителя. На рис. 1.22 в относительных единицах показан фронт прямоугольного импульсного сигнала при различных запасах по фазе на одной и той же критической частоте.

Запас по фазе  $\theta_{\text{зап}} = 90^\circ$  соответствует аperiodическому режиму. Для исключения неустойчивости, звона и одновременно максимального быстрого отклика усилителя на входной импульс напряжения

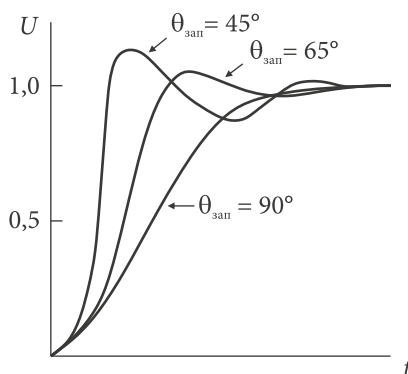


Рис. 1.22. Зависимость величины выброса на фронте прямоугольного импульса от запаса по фазе

желательно иметь  $\theta_{\text{зап}}$  порядка  $65^\circ$ . При этом переходная характеристика имеет выброс около 4 %, но переходный процесс заканчивается сравнительно быстро. Более низкие значения соответствуют увеличению как выброса, так и времени переходного процесса вплоть до  $\theta_{\text{зап}} = 0^\circ$ ; когда переходный процесс длится бесконечно долго — возникают незатухающие колебания.

#### 1.1.5.10. Скорость нарастания выходного напряжения усилителя

Максимальная скорость изменения выходного напряжения усилителя во времени

$$V_{\text{max}} = \left( \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta t} \right)_{\text{max}} \left( \frac{B}{\text{мкс}} \right). \quad (1.36)$$

Мгновенно выходное напряжение измениться не может из-за наличия (даже только паразитных) емкостей усилителя, которые быстро зарядиться или разрядиться не могут. Скорость нарастания отличается от ограничений, связанных с частотой среза. Частота среза связана с усилением слабых сигналов, а скорость нарастания характеризует способность усилителя увеличивать без искажений большие импульсные напряжения. Эта способность зависит от выходного напряжения и частоты. Превышение скорости изменения сигнала над скоростью нарастания усилителя приводит к большим искажениям выходного сигнала.

Для использования всей полосы пропускания усилителя приходится использовать небольшое выходное напряжение, чтобы не превысить скорость нарастания напряжения усилителя.

Рассмотрим соотношение между скоростью нарастания и частотой выходного напряжения для гармонического сигнала:  $U = U_0 \sin 2\pi f t$ , где  $U_0$  — амплитуда напряжения сигнала.

$$V = \frac{dU}{dt} = 2\pi f \cdot U_0 \cdot \cos 2\pi f t.$$

Максимальное значение скорости нарастания будет при  $\cos 2\pi f t = 1$ . Тогда

$$V_{\max} = \left( \frac{dU}{dt} \right)_{\max} = 2\pi f \cdot U_0. \quad (1.37)$$

Отсюда следует  $U_0 = \frac{V_{\max}}{2\pi f}$ .

Из формулы (1.37) можно также вычислить частоту, при которой не будет искажения сигнала определенной амплитуды:  $f = \frac{V_{\max}}{2\pi U_0}$ .

Обычно спецификации операционных усилителей содержат типовую диаграмму Боде и скорости нарастания выходного напряжения.

## 2. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 2.1. ПОНЯТИЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Операционным усилителем (ОУ) принято называть усилитель постоянного напряжения с двумя входами и одним выходом; он характеризуется высоким коэффициентом усиления, а также большим входным и малым выходным сопротивлением. Он почти всегда используется с внешней глубокой отрицательной обратной связью, определяющей его результирующие характеристики.

Свое название ОУ получил вследствие того, что он может использоваться для выполнения различных математических операций над сигналами: алгебраического сложения, интегрирования, дифференцирования, логарифмирования и т. д. Современный ОУ выполняется на базе интегральной микросхемы (ИМС), к выводам которой, кроме цепи обратной связи, присоединяются питание, нагрузка, источники сигналов и другие цепи.

Чтобы в отсутствие входных сигналов потенциал выхода можно было привести к нулю (к потенциалу «земли»), питание ОУ делают двуполярным и обычно симметричным (например,  $\pm 15$  В, рис. 2.1).

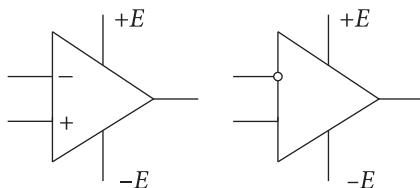


Рис. 2.1. Варианты условных графических изображений ИМС ОУ

Интегральная микросхема имеет два входных вывода: инвертирующий («-») и неинвертирующий («+»). Сигнал на выходе ОУ инвертирован по отношению к сигналу, поданному на вход (-), и не инвертирован по отношению к сигналу, поданному на вход (+). В общем случае на входные выводы (+) и (-) ИМС поступают соответственно напряжения  $U^+$  и  $U^-$ . Из них выделяют синфазный  $U_{\text{сф}}$  и дифференциальный  $U_{\text{диф}}$  сигналы (рис. 2.2).

*Синфазный сигнал* соответствует равным по значению и одинаковым по знаку напряжениям, приложенным к обоим входам:  $U_{\text{сф}} = (U^+ + U^-)/2$ . Относительно  $U_{\text{сф}}$  потенциал одного вывода выше, а другого — ниже на  $\Delta U$ . *Дифференциальный сигнал*  $U_{\text{диф}} = 2\Delta U = U^+ - U^-$ .

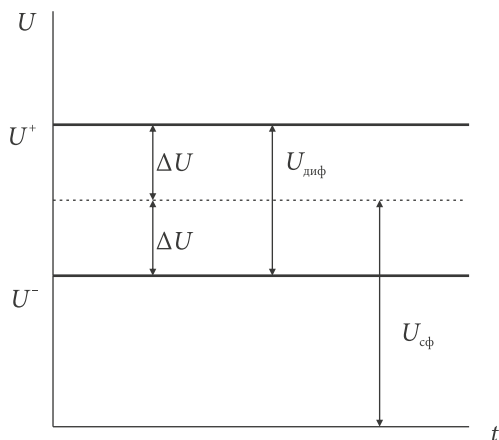


Рис. 2.2. Синфазный и дифференциальный сигналы ОУ

Отметим, что в литературе ИМС ОУ называют усилителем без обратной связи, а ОУ — операционным усилителем с обратной связью. Иногда термином «операционный усилитель» называют как интегральную микросхему, так и сам усилитель.

## 2.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИМС ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Отечественная и зарубежная промышленность выпускает разнообразные ИМС ОУ. Рассмотрим их основные параметры.

*Коэффициент усиления постоянного напряжения  $K$*  — отношение выходного напряжения ИМС к дифференциальному входному напряжению. Интегральные микросхемы ОУ имеют коэффициенты усиления от тысяч до нескольких миллионов.

*Входное сопротивление для дифференциального сигнала  $R_{\text{вх диф}}$*  — сопротивление между входами ИМС. Значение  $R_{\text{вх диф}}$  лежит в широких пределах — от единиц килоом до сотен мегаом. *Входное сопротивление синфазному сигналу  $R_{\text{вх сф}}$*  — сопротивление между одним из входов и «землей» при разомкнутом втором входе. Значение  $R_{\text{вх сф}}$  обычно превышает 100 МОм.

*Коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{ОС сф}}$*  — отношение коэффициента усиления  $K$  дифференциального сигнала к коэффициенту усиления  $K_{\text{сф}}$  синфазного сигнала. Обычные значения  $K_{\text{ОС сф}}$  60–80 дБ. Чем больше  $K_{\text{ОС сф}}$ , тем меньшую разность входных сигналов может различать ОУ на фоне большого синфазного напряжения.

*Входное напряжение смещения нуля  $U_{\text{см}}$*  — дифференциальное напряжение, которое нужно приложить между входами ИМС, чтобы ее выходное напряжение в отсутствие входных сигналов стало равным нулю. Необходимость  $U_{\text{см}}$  обусловлена в основном разными напряжениями на эмиттерно-базовых переходах входных транзисторов. Обычно  $U_{\text{см}} = 3\text{--}7$  мВ. Значение  $U_{\text{см}}$  зависит от температуры и напряжения питания. Для установки нулевого выходного напряжения при нулевом дифференциальном сигнале предусмотрены специальные выводы ИМС, с помощью которых проводится коррекция нуля. Эту операцию называют *балансировкой операционного усилителя*. Начальные нулевые входные и выходные напряжения ОУ ИМС относительно «земли» (общего провода) позволяют соединять ОУ последовательно, без разделительных конденсаторов.

*Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$*  определяется выходным каскадом и обычно составляет 100–500 Ом.

*Входной ток  $I_{\text{вх}}$*  — полусумма токов  $I_{\text{вх}}^+$  и  $I_{\text{вх}}^-$ , протекающих через входные выводы ИМС при  $U_{\text{вых}} = 0$ . В интегральных ми-

кресхемах на биполярных транзисторах  $I_{\text{вх}}$  находится в пределах 10 нА — 10 мкА, в ИМС на полевых транзисторах — в пределах 10 пА — 10 нА. Входные токи — токи смещения баз (в биполярных транзисторах) или токи утечки затворов (в полевых транзисторах), обеспечивающие рабочий режим.

Разность входных токов  $\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}}^+ - I_{\text{вх}}^-$  обусловлена неидентичностью входных транзисторов. Обычно  $\Delta I_{\text{вх}}$  меньше величины  $I_{\text{вх}}$  в 3–10 раз.

Частота единичного усиления  $f_{\text{T}}$  — частота, на которой ИМС имеет коэффициент усиления  $K = 1$ . Обычные значения  $f_{\text{T}} = 1\text{--}10$  МГц.

Верхняя граничная частота  $f_{\text{в}}$  — частота, на которой коэффициент усиления составляет приблизительно 0,7 коэффициента усиления  $K$  постоянного напряжения. Обычно значения  $f_{\text{в}}$  лежат в диапазоне сотен герц — сотен килогерц. Заметим, что при наличии обратной связи  $f_{\text{в}}$  увеличивается в  $\gamma K$  раз, где  $\gamma$  — доля выходного напряжения, передаваемая по цепи отрицательной обратной связи на вход.

Так как для усилителя постоянного тока нижняя граничная частота  $f_{\text{н}} = 0$ , то ширина полосы пропускания  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  равна верхней граничной частоте. Поэтому для ИМС ОУ частоту  $f_{\text{в}}$  нередко называют полосой пропускания на уровне 0,7.

К динамическим параметрам ИМС ОУ относятся скорость отклика (скорость нарастания выходного напряжения) и время установления выходного напряжения.

Скорость нарастания выходного напряжения  $V = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t$  измеряется при подаче ступенчатого напряжения на вход ИМС ОУ и коротком замыкании выхода на инвертирующий вход (рис. 2.3).

Приращения выходного напряжения и времени находят на участке графика  $U_{\text{вых}}(t)$  от  $0,1U_{\text{вых}}$  до  $0,9U_{\text{вых}}$ . Обычные значения  $V = 0,1\text{--}5$  В/мкс. При использовании корректирующих цепей скорость нарастания выходного напряжения может достигать 100 В/мкс.

Время установления выходного напряжения  $t_{\text{уст}}$  определяется интервалом времени, на котором напряжение меняется от уровня 0,1 до уровня 0,9 максимального значения. Обычно  $t_{\text{уст}} = 0,05\text{--}2$  мкс.

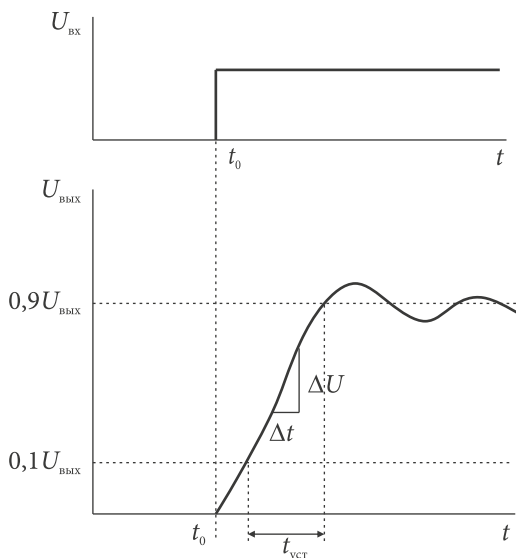


Рис. 2.3. Скорость нарастания выходного напряжения

Ограниченность  $V$  обусловлена наличием паразитных емкостей внутри ИМС и вне ее. Пусть на входе и выходе ОУ действуют синусоидальные сигналы:  $U_{\text{вых}} = U_{0 \text{ вых}} \sin 2\pi f t$ . При этом скорость нарастания выходного напряжения  $V = \partial U_{\text{вых}} / \partial t = 2\pi f U_{0 \text{ вых}} \cos 2\pi f t$ .

Максимальная скорость будет иметь место при  $\cos 2\pi f t = 1$  на некоторой максимально возможной частоте  $f_{\text{max}}$ :  $V_{\text{max}} = 2\pi f_{\text{max}} U_{0 \text{ вых}}$ . Так как  $V_{\text{max}}$  не может превышать скорость  $V$ , соответствующую данной интегральной микросхеме, то наивысшая частота сигнала при неискаженном усилении  $f_{\text{max}} = V / 2\pi U_{0 \text{ вых}}$ .

Если частота входного сигнала превысит это значение, так что  $U_{\text{вых}}$  не будет успевать следовать за  $U_{\text{вх}}$ , то форма выходного сигнала будет искажена. На рис. 2.4 приведены графики входного и выходного напряжений для случая, когда скорость изменения входного синусоидального напряжения на некоторых участках превышает значение  $V$  выбранной ИМС.

На этих участках форма выходного напряжения, изменяющегося со скоростью  $V$ , существенно отличается от синусоидальной. Чем больше  $U_{\text{вых}}$ , тем меньше  $f_{\text{max}}$ . Физически это объясняется тем, что



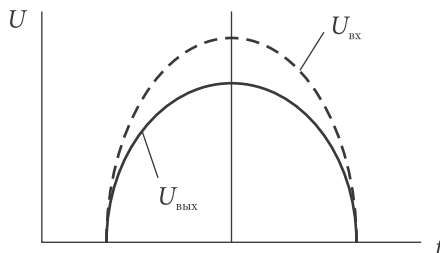


Рис. 2.4. Искажение выходного напряжения

с увеличением амплитуды  $U_{\text{вых}}$  увеличивается скорость нарастания выходного напряжения и для ее уменьшения следует уменьшить частоту входного сигнала.

Частота, на которой имеет место неискаженное усиление при наибольшей для данного ОУ амплитуде  $U_{\text{вых}}$ , называется *полосой пропускания максимальной мощности*  $f_p$ .

## 2.2.1. Типы операционных усилителей

В зависимости от того, на какой вход ИМС ОУ воздействует входной сигнал, различают три типа ОУ: инвертирующий, неинвертирующий и дифференциальный.

Одна общая особенность всех типов ОУ — наличие цепи отрицательной обратной связи с выхода на инвертирующий вход, образованной резисторами, другая — равенство нулю напряжения  $U_0$  между входами ИМС, если считать ее идеальной. Действительно, в линейном режиме напряжение на выходе ОУ  $U_{\text{вых}} = KU_0$ , откуда  $U_0 = U_{\text{вых}} / K$ .

Значение  $U_{\text{вых}}$  меньше напряжения источника питания, т.е. ограничено. С учетом этого при  $K = \infty$  (один из признаков идеальности ИМС) получаем  $U_0 = 0$ . Физически это объясняется следующим: любое отклонение  $U_0$  от нулевого значения было бы бесконечно усилено ИМС, передано через цепь обратной связи на инвертирующий вход ИМС и, будучи инвертировано относительно напряжения  $U_0$  на этом входе, компенсировало бы его. Условие  $U_0 = 0$  позволяет

достаточно просто определить ряд параметров операционного усилителя.

Высокие качественные показатели ИМС позволяют в ряде случаев считать ее идеальной, что существенно упрощает анализ операционного усилителя.

С учетом типовых параметров ИМС ОУ возможна следующая идеализация их характеристик:

- коэффициент усиления по напряжению  $K = \infty$ ;
- входное сопротивление  $R_{\text{вх}} = \infty$ , следовательно, входной ток  $I_{\text{вх}} = 0$ ;
- выходное сопротивление  $R_{\text{вых}} = 0$ ;
- дифференциальное входное напряжение  $U_{\text{диф}} \equiv U_0 = U^+ - U^- = 0$ , что требуется для получения конечного выходного напряжения при бесконечно большом коэффициенте усиления.

### **2.3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ — ОСНОВА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Дифференциальный усилитель (ДУ) — симметричный потенциально-разностный сверхширокополосный усилитель с двумя входами и двумя выходами. Используется для усиления разности напряжений двух входных сигналов.

Дифференциальные усилители используют в тех случаях, когда слабые сигналы имеют потери на фоне шумов. Примерами могут быть цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям (кабель обычно состоит из двух скрученных проводов), звуковые, радиочастотные сигналы (двухжильный кабель является дифференциальным), сигналы считывания информации из памяти и др. Дифференциальные каскады широко используют при построении операционных усилителей. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока, которые усиливают частоты вплоть до нулевой частоты постоянного тока, т. е. не используют для межкаскадной связи конденсаторы. Их симметричная схема по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

Дифференциальные усилители могут строиться как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Простейший дифференциальный усилительный каскад на биполярных транзисторах показан на рис. 2.5.

Выходное напряжение измеряется на одном из коллекторов. Такой усилитель называют *схемой с однополюсным выходом* или *разностным усилителем*, он распространен наиболее широко. Этот усилитель можно рассматривать как устройство, которое усиливает дифференциальный сигнал и преобразует его в несимметричный сигнал. Если же нужен дифференциальный сигнал, то его снимают между коллекторами.

Схема ДУ представляет собой электрический мост. Плечи моста составляют резисторы  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  (коллекторные нагрузки транзисторов) и внутреннее сопротивление транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . В одну из диагоналей моста подключен источник питания  $E_k$ , а в другую — нагрузка, подключенная к коллекторам транзисторов. Нормальная работа схемы обеспечивается симметрией электрического моста; в этом случае при отсутствии входного сигнала со стороны входа ( $U_{вх1}$  или  $U_{вх2}$ ) напряжение на выходе будет равно нулю независимо от изменений напряжения питания.

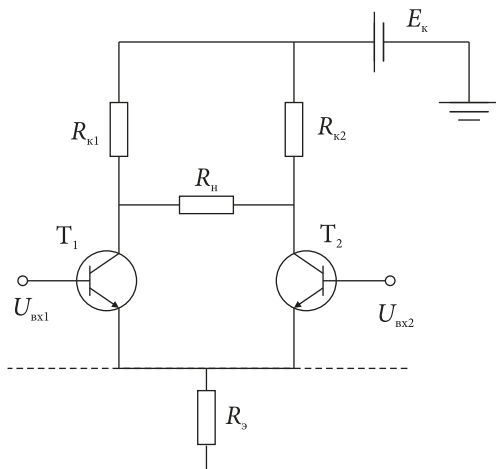


Рис. 2.5. Схема дифференциального усилителя на биполярных транзисторах

Выходное дифференциальное напряжение снимается с коллекторов транзисторов. Когда уровни сигналов на обоих входах ДУ изменяются одновременно, то такое изменение входного сигнала называют синфазным. Дифференциальный или разностный входной сигнал называют еще нормальным или полезным. Качественный дифференциальный усилитель обладает высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), который представляет собой отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу при условии, что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду. Можно определять КОСС как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_{U_{\text{диф}}}$  к коэффициенту усиления синфазного сигнала  $K_{U_{\text{сф}}}$ . Обычно это отношение определяют в децибелах:  $\text{КОСС} = 20 \lg (K_{U_{\text{диф}}} / K_{U_{\text{сф}}})$ . Чем больше КОСС, тем меньшую разность входных сигналов может различать ДУ на фоне большого синфазного напряжения.

В идеальном случае выходной сигнал не зависит от уровня каждого из входных сигналов, а определяется только их разностью.

Действительно, при неизменной температуре, идентичных транзисторах  $T_1, T_2$  и резисторах  $R_1 = R_2$  равенство входных напряжений  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$  приводит к одинаковым токам баз обоих транзисторов  $I_{\text{б1}} = I_{\text{б2}}$ , а следовательно, к равенству коллекторных токов  $I_{\text{к1}} = I_{\text{к2}}$  и напряжений  $U_{\text{к1}} = U_{\text{к2}}$ , что обеспечивает равенство  $U_{\text{вых}} = 0$ . Таким образом, в идеальном случае коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.

Рассмотрим напряжения и токи в схеме ДУ при усилении дифференциального сигнала. Покажем, что дифференциальный сигнал можно подавать либо на оба входа в виде противофазных половин всего дифференциального приращения, либо на один из входов. Пусть на уровне синфазного сигнала  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$  появился дифференциальный сигнал в виде приращения  $\Delta U_{\text{вх}}$ . Так как  $U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})$ , то выходное напряжение будет определяться напряжениями

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= K \left( \left( U_{\text{вх1}} + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2} \right) - \left( U_{\text{вх2}} - \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2} \right) \right) = \\ &= K((U_{\text{вх1}} + \Delta U_{\text{вх}}) - U_{\text{вх2}}) = K(U_{\text{вх1}} - (U_{\text{вх2}} - \Delta U_{\text{вх}})). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Рассмотрим первый вариант подключения дифференциального сигнала  $\Delta U_{\text{вх}}$ . Новые значения токов и напряжений в схеме ДУ поместим знаком \*. Рассмотренные ранее токи и напряжения приобретут следующие приращения при  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$ :

$$U_{\text{вх1}}^* = U_{\text{вх1}} + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2}, \quad U_{\text{вх2}}^* = U_{\text{вх2}} - \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2},$$

$$I_{\text{к1}}^* = I_{\text{к1}} + \Delta I_{\text{к}}, \quad I_{\text{к2}}^* = I_{\text{к2}} - \Delta I_{\text{к}},$$

$$U_{\text{вых1}}^* = E_{\text{к}} - (I_{\text{к1}} + \Delta I_{\text{к}})R_{\text{к1}}, \quad U_{\text{вых2}}^* = E_{\text{к}} - (I_{\text{к2}} - \Delta I_{\text{к}})R_{\text{к2}}.$$

Тогда выходное напряжение при  $I_{\text{к1}} = I_{\text{к2}}$ ,  $R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}} = R_{\text{к}}$  будет равно

$$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх1}}^* - U_{\text{вх2}}^*) = U_{\text{вх1}}^* - U_{\text{вх2}}^* = 2\Delta I_{\text{к}} R_{\text{к}}.$$

Таким образом, входной сигнал оказывается дважды приложенным к переходу база — эмиттер транзистора. При этом необходимо подчеркнуть, что, несмотря на противофазное изменение токов коллекторов, сумма токов, вытекающих из эмиттеров, не изменилась:  $I_{\text{Р}} = \text{const}$ .

Рассмотрим вариант подключения всего дифференциального сигнала  $\Delta U_{\text{вх}}$  только к одному из входов ДУ, например, к базе первого транзистора  $T_1$ . Все рассматриваемые ранее сигналы в этом варианте отметим двумя звездочками \*\*. Учитывая приращения входных напряжений на базах транзисторов, можно написать

$$U_{\text{вх1}}^{**} = U_{\text{вх1}} + \Delta U_{\text{вх}}, \quad U_{\text{вх2}}^{**} = U_{\text{вх2}}, \quad I_{\text{к1}}^{**} = I_{\text{к1}} + 2\Delta I_{\text{к}}, \quad I_{\text{к2}}^{**} = I_{\text{к2}}.$$

Однако это ошибочный вывод. Более детальный анализ схемы ДУ показывает, что в этом варианте подключения дифференциального сигнала на резисторе  $R_{\text{э}}$  возникает напряжение отрицательной обратной связи  $\Delta U_{\text{э}} = 2\Delta I_{\text{к}} \cdot R_{\text{э}}$ . Напряжение обратной связи появилось из-за нарушения условия  $I_{\text{Р}} = \text{const}$ , связанного с антисимметричным изменением токов коллекторов. Повышение потенциалов эмиттеров приводит к одинаковому уменьшению напряжений на базах обоих транзисторов на величину напряжения обратной связи:  $U_{\text{бэ1}} = U_{\text{вх1}} - \Delta U_{\text{э}}$ ,  $U_{\text{бэ2}} = U_{\text{вх2}} - \Delta U_{\text{э}}$ .

Изменение потенциалов баз одинаково уменьшает токи коллекторов обоих транзисторов:  $I_{k1}^{**} = I_{k1} - \Delta I_k$ ,  $I_{k2}^{**} = I_{k2} - \Delta I_k$ . Эти преобразования напряжений баз и токов коллекторов обоих транзисторов будут происходить, пока не исчезнет напряжение обратной

$$\text{связи и не установятся соотношения } U_{\text{вх1}}^{**} = U_{\text{вх1}} + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2},$$

$$U_{\text{вх2}}^{**} = U_{\text{вх2}} - \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{2}, I_{k1}^{**} = I_{k1} + \Delta I_k, I_{k2}^{**} = I_{k2} - \Delta I_k, \Delta U_{\text{э}} = 0, I_{R_3} = \text{const},$$

т. е. напряжения и токи коллекторов обоих транзисторов такие же, как и в предыдущем варианте подключения, что полностью соответствует полученным ранее формулам (2.1).

Таким образом, независимо от способа подключения дифференциального сигнала — либо на оба входа в виде противофазных половин всего дифференциального приращения, либо на один из входов — результат будет одинаков.

Влияние напряжения отрицательной обратной связи оказывается тем эффективнее, чем точнее поддерживается равенство  $I_{R_3} = \text{const}$ , т. е. чем больше напряжение обратной связи. Это требует увеличения сопротивления резистора  $R_3$  и напряжения питания ДУ. Увеличение напряжения питания ограничено величиной предельно допустимого коллекторного напряжения транзисторов. Поэтому вместо резистора  $R_3$  в цепь эмиттеров включают транзисторный генератор стабильного тока (ГСТ), который обладает очень высоким сопротивлением и постоянством тока:  $I_0 = I_{R_3} = \text{const}$  (рис. 2.6).

Параметры ДУ фиксируются током  $I_0$  и определяются его уровнем. Прежде всего обеспечивается постоянство суммы эмиттерных токов:  $I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}} = I_0$ . При отсутствии входных сигналов ток  $I_0$  вследствие симметрии схемы равномерно распределяется между  $T_1$  и  $T_2$ ,

$$\text{причем, считая базовые токи малыми, можно записать: } I_{k1} = I_{k2} = \frac{I_0}{2}.$$

Эти соотношения не изменятся, если оба входных напряжения получают приращения на одну и ту же величину (в случае подачи на ДУ сигнала сразу на оба входа относительно общей точки (синфазный сигнал)). При этом равенство коллекторных токов сохра-

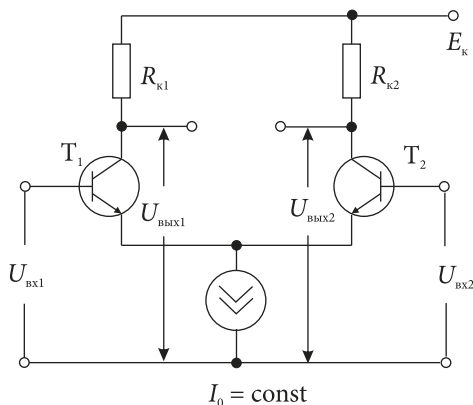


Рис. 2.6. Включение генератора стабильного тока в ДУ

няется, остается постоянной и разность выходных напряжений. Поэтому в идеальном случае коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.

Если  $U_{вх1} > U_{вх2}$ , то распределение токов изменяется:  $I_{к1}$  увеличивается, а  $I_{к2}$  уменьшается. Так как их сумма сохраняется, то  $\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$ . Таким образом, разность входных напряжений в отличие от синфазного сигнала вызывает изменение выходного напряжения. Дифференциальное напряжение обычно усиливается в несколько сотен раз. В случае полной идентичности транзисторов ДУ модуль коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_{диф} = RI_k / 2\phi_T$ , где  $I_k = I_{к1} = I_{к2}$ ;  $\phi_T = kT/e$  — температурный потенциал. Здесь  $k$  — постоянная Больцмана,  $e$  — заряд электрона,  $T$  — абсолютная температура. При  $T = 300$  К  $\phi_T = 25,5$  мВ,  $RI_k \approx 10$  В,  $K_{диф} \approx 400$ .

Качество дифференциального усилителя также характеризуется отношением коэффициента усиления синфазного сигнала к коэффициенту усиления дифференциального сигнала  $K_{сф}/K_{диф}$ , показывающим способность ДУ различать дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения. Отношение  $K_{сф}$  к  $K_{диф}$  называется *относительным ослаблением синфазного сигнала* ООСС. Легко увидеть, что для ДУ, как на биполярных транзисторах, так и на полевых транзисторах, справедлива формула  $K_{сф}/K_{диф} = 1/25r_i$ , где  $r_i$  — внутреннее сопротивление ГСТ в эмиттерной цепи ДУ.

Часто используется логарифмическая форма представления ООСС:  $ООСС = 20 \lg(K_c/K_d)$  дБ.

Для современных полупроводниковых ДУ значение ООСС находится в интервале величин от  $-60$  до  $-100$  дБ.

## 2.4. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционный усилитель (ОУ) является усилительным элементом с дифференциальным входом и синфазным выходом, предназначенным для построения функциональных схем, характеристики которых определяются параметрами цепи обратной связи.

Традиционно такие усилители использовались в аналоговых вычислительных машинах для выполнения математических операций (суммирование, интегрирование и т. п.). Отсюда и произошло их название. В настоящее время ОУ изготавливаются, как правило, в виде монолитных интегральных микросхем и по своим размерам и ценам почти не отличаются от дискретных транзисторов. Кристалл интегральной схемы операционного усилителя содержит транзисторы и другие элементы, необходимые для усиления сигнала.

Благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных схем на их основе часто оказывается существенно проще, чем на отдельных транзисторах, а параметры лучше. При этом существенным ограничением является лишь высокочастотный предел работы таких схем, доведенный в настоящее время до сотен мегагерц. Операционный усилитель состоит из нескольких каскадов (рис. 2.7).

Часто ОУ изготавливаются по двухкаскадной схеме. В этом случае функции усиления напряжения и мощности, а также обеспечения низкого  $R_{\text{вых}}$  выполняет второй каскад.

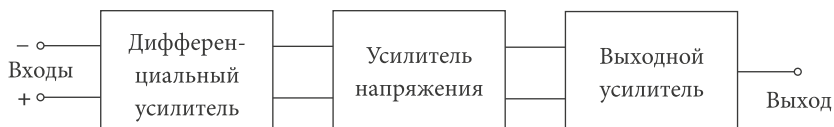


Рис. 2.7. Блок-схема ОУ



Первый каскад — дифференциальный усилитель — является наиболее ответственным, поскольку им определяются величина входного сопротивления и чувствительность к синфазным сигналам. Кроме того, первым каскадом определяется напряжение смещения ОУ. Напряжение смещения — это нежелательный сдвиг выходного сигнала при нулевом напряжении на обоих входах. Основной причиной этого является неполная идентичность транзисторов дифференциального каскада ОУ.

На рис. 2.8 показаны полярности напряжений, приложенных к ОУ в рабочем режиме. Чтобы обеспечить возможность работы операционных усилителей с разнополярными сигналами для питания ОУ, используют два источника напряжения различной полярности —  $E_n^-$  и  $E_n^+$ . На входах ОУ представлены дифференциальное и два синфазных напряжения. Вход, обозначенный «+», является неинвертирующим, обозначенный «-» — инвертирующим.

Входное сопротивление, входные токи смещения, разность и дрейф входных токов смещения, а также максимальное входное дифференциальное напряжение характеризуют основные параметры входных цепей ОУ, которые зависят от схемы используемого дифференциального входного каскада.

Входной ток смещения — ток на входах усилителя, необходимый для работы входного каскада ОУ. Он обуславливается конечным значением входного сопротивления дифференциального каскада. Входной ток сдвига — это разность токов смещения, необходимых для двух входных транзисторов ОУ. Он появляется вследствие

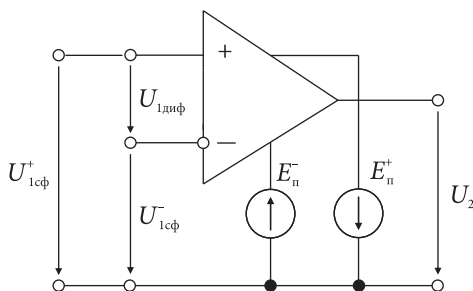


Рис. 2.8. Полярности напряжений ОУ

неточного согласования коэффициентов усиления по току входных транзисторов. Ток сдвига является переменной величиной, лежащей в диапазоне от нескольких единиц до нескольких сотен наноампер.

Начальные входные токи смещения ОУ с дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах определяются токами баз транзисторов при заземленных выводах, а при наличии каскадов на полевых транзисторах — токами утечки затворов. Необходимость учета входных токов возникает при построении схем на ОУ, когда в цепь одного или обоих входов включаются резисторы (рис. 2.9). При неодинаковых величинах сопротивлений резисторов или входных токов падения напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  будут неодинаковыми, что создает между входами дифференциальное напряжение и соответственно вызовет появление на выходе некоторого напряжения (напряжения разбаланса).

Вследствие наличия входного напряжения смещения и входных токов смещения схемы ОУ приходится дополнять элементами, предназначенными для их начальной балансировки. Балансировка осуществляется подачей на один из входов ОУ некоторого дополнительного напряжения и введения резисторов в его входные цепи.

Максимальным дифференциальным входным напряжением лимитируется напряжение, подаваемое между входами ОУ в схеме, для исключения повреждения транзисторов дифференциального каскада. Для защиты между входами ОУ включаются встречно-параллельно два диода и два стабилитрона.

Операционный усилитель должен обладать малым выходным сопротивлением для обеспечения высоких значений напряжения

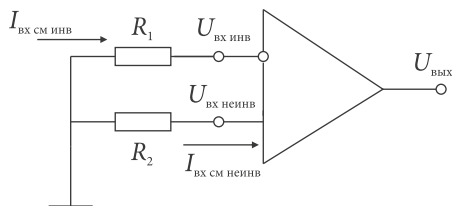


Рис. 2.9. Включение входных резисторов между входами ОУ:  
входной ток смещения и входное напряжение  $I_{\text{вх см инв}}$  и  $U_{\text{вх инв}}$  — инвертирующего  
входа;  $I_{\text{вх см неинв}}$  и  $U_{\text{вх неинв}}$  — неинвертирующего входа

на выходе при малых сопротивлениях нагрузки. Малое выходное сопротивление достигается применением на выходе ОУ эмиттерного повторителя. Максимальное выходное напряжение (положительное или отрицательное) близко к напряжению питания. Максимальный выходной ток ограничивается допустимым коллекторным током выходного каскада ОУ.

Энергетические параметры ОУ оценивают максимальными потребляемыми токами от обоих источников питания и соответственно суммарной потребляемой мощностью.

Несмотря на существенные схемотехнические отличия ИМС ОУ разных серий, в каждой из них можно выделить входной каскад, усилитель напряжения, цепь сдвига постоянного уровня и выходной каскад усиления мощности.

На рис. 2.10 приведен пример упрощенной схемы ИМС ОУ, содержащей указанные каскады и цепи. Кроме них в ИМС могут входить элементы коррекции частотной характеристики, цепь защиты от короткого замыкания на выходе и др.

Входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель (ДУ), в плечах которого стоят одинаковые транзисторы  $T_1$ – $T_2$  и равные коллекторные резисторы  $R_k$ . В общей эмиттерной цепи

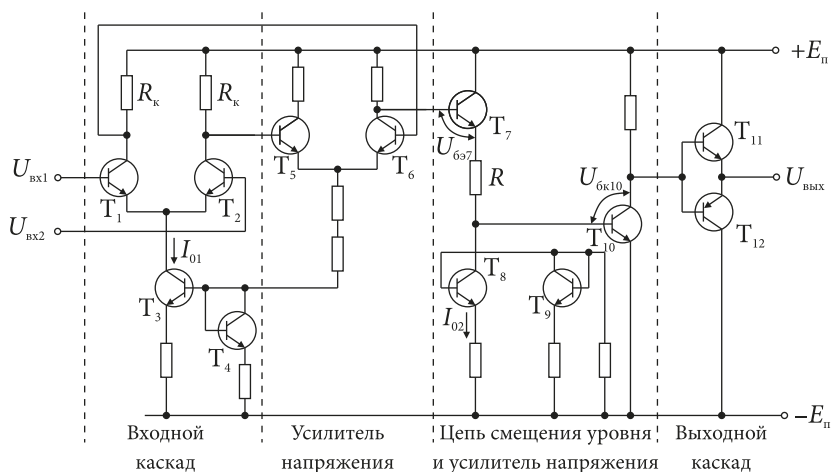


Рис. 2.10. Структура ИМС операционного усилителя

транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  находится генератор стабильного тока  $I_{01}$ , выполненный на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ .

Дифференциальный каскад предназначен для усиления дифференциального сигнала — разности напряжений, приложенных к входам. При полной идентичности плеч усилителя напряжение между коллекторами  $T_1$  и  $T_2$  в отсутствие сигналов на входах  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  равно нулю.

При идеально стабильном токе генератора  $I_{01}$  коллекторные токи  $I_{к1}$  и  $I_{к2}$  входных транзисторов не могут одинаково изменяться в одну сторону (каскад не реагирует на синфазный сигнал). При идентичных плечах коллекторные напряжения равны и при таком сигнале не изменяются:  $U_{к1} = U_{к2} = E_{п} - 0,5I_{01}R_{к}$ . Если ток  $I_{01}$  может изменяться, то коллекторные напряжения под действием входного синфазного сигнала не остаются неизменными.

На правую половину схемы (на базу транзистора  $T_7$ ) сигнал с выхода дифференциального усилителя подается с коллектора одного из плеч. По этой причине действие синфазного напряжения  $U_{сф}$  приводит к появлению напряжения на выходе. При этом усилитель перестает различать слабый дифференциальный сигнал: вызванное им выходное напряжение соизмеримо с выходным напряжением от синфазного сигнала.

Усилитель напряжения выполнен на транзисторах  $T_5$  и  $T_6$  также по схеме дифференциального усилителя. Этот каскад имеет асимметричный выход — коллектор транзистора  $T_6$ . Поэтому один из входов (вход 2) ИМС становится инвертирующим.

Цепь смещения уровня необходима ввиду отсутствия в схеме разделительных конденсаторов, на которых выделялись бы постоянные составляющие напряжений. Постоянство тока  $I_{02}$  обеспечивает генератор стабильного тока, собранный на транзисторах  $T_8$  и  $T_9$  (последний в диодном включении). Каскад на  $T_{10}$  — усилитель напряжения по схеме с общим эмиттером.

Выходной каскад ОУ выполнен, как правило, на комплементарных транзисторах  $T_{11}$  ( $n-p-n$ ) и  $T_{12}$  ( $p-n-p$ ), работающих в режиме эмиттерных повторителей, что обеспечивает высокое входное и малое выходное сопротивление каскада.

Наибольшее влияние на выходное напряжение ИМС ОУ оказывают изменения напряжений во входном каскаде (за счет нестабильности температуры, питающих напряжений, старения элементов), так как эти изменения усиливаются последующими каскадами. Именно поэтому основные меры, уменьшающие влияние дестабилизирующих факторов, принимаются во входном каскаде. К ним относятся стремление обеспечить максимальную идентичность плеч дифференциального усилителя и стабильность тока  $I_{01}$ .

## 2.5. АМПЛИТУДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМС ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Амплитудную характеристику ОУ также называют *передаточной характеристикой*. Так как у ОУ имеется два входа, то можно построить две передаточные характеристики — для инвертирующего и неинвертирующего входов. Их представляют в виде двух кривых (рис. 2.11), относящихся к соответствующим входам (к инвертирующему и неинвертирующему). Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом. Каждая из кривых состоит из горизонтального и наклонного участков.

Горизонтальные участки кривых соответствуют режиму полнотью открытого (насыщенного) либо закрытого одного из транзисторов выходного каскада. Эти области характеристик называют областями насыщения. При изменении входного напряжения на этих участках выходное напряжение усилителя остается постоянным и определяется напряжением  $+U_{\text{вых max}}$ ,  $-U_{\text{вых max}}$ . Как видно из рис. 2.11, максимальное напряжение на выходе ОУ всегда меньше напряжения источников питания. Эти напряжения близки к напряжению источников питания и отличаются от них на 1–2 В. Отклонения тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки ОУ, и минимальны при отключенной нагрузке.

Наклонному (линейному) участку кривых соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Этот диапазон от  $-U_{\text{вых max}}$  до  $+U_{\text{вых max}}$  называется областью усиления.

Угол наклона участка определяется коэффициентом усиления ОУ:  $K_{U_{OY}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$ . Режим работы операционного усилителя в этой области называется *линейным режимом* (*режимом усиления*).

Основное применение ОУ — усиление дифференциального входного сигнала. В области низких частот выходное напряжение находится в фазе с входным дифференциальным как разность синфазных:  $U_{\text{диф}} = U_{\text{лсф}}^+ - U_{\text{лсф}}^-$ . Коэффициент усиления дифференциального сигнала ИМС ОУ:

$$K_{\text{диф}} = \Delta U_2 / \Delta U_{\text{диф}} = \Delta U_2 / \Delta (U_{\text{лсф}}^+ - U_{\text{лсф}}^-) = \begin{cases} \Delta U_2 / \Delta U_{\text{лсф}}^+, & \text{при } U_{\text{лсф}}^- = \text{const}, \\ \Delta U_2 / \Delta U_{\text{лсф}}^-, & \text{при } U_{\text{лсф}}^+ = \text{const}. \end{cases}$$

Параметры передаточной характеристики показаны на рис. 2.12.

Амплитудные характеристики, представленные на рис. 2.11, проходят через ноль. Состояние, когда  $U_{\text{вых}} = 0$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ , называется *балансом* ОУ. Однако для реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется — наблюдается *разбаланс*. Передаточные характеристики реальных ОУ (пунктирные линии) несколько сдвинуты от характеристики идеального ОУ, проходящей через начало координат (сплошная линия). При  $U_{\text{вх}} = 0$  выходное напряжение ОУ может быть больше или меньше нуля ( $U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}}$  или  $U_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{вых}}$ ).

Напряжения  $+U_{\text{см}0}$  и  $-U_{\text{см}0}$ , при которых  $U_{\text{вых}} = 0$ , называются *входными напряжениями смещения нуля*. Во многих применениях ОУ напряжением смещения, которое составляет единицы милливольт, можно пренебречь. Оно определяется значением напряжения, которое необходимо подавать на вход ОУ для создания баланса. Напряжения  $U_{\text{см}0}$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  связаны соотношением  $U_{\text{см}0} = \Delta U_{\text{вых}} K$ . Основной причиной разбаланса ОУ является существенный разброс параметров элементов дифференциального усилительного каскада.

Смещение зависит от температуры и напряжения питания:  $\Delta U_{\text{см}0} / \Delta U_{\text{п}}$  и, как правило, составляет величину (10...100) мкВ/В, а  $\Delta U_{\text{см}0} / \Delta T$  имеет порядок (3...10) мкВ/град. Зависимость от температуры параметров ОУ вызывает температурный дрейф входного напряжения смещения и температурный дрейф выходного напряжения.

В случае полной компенсации напряжений  $+U_{\text{см}0}$  и  $-U_{\text{см}0}$  величина выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = K_{\text{диф}} U_{\text{диф}} = K_{\text{диф}} (U_{\text{1сф}}^+ - U_{\text{1сф}}^-)$ . Если на входах «+» и «-» одновременно изменить напряжение на величину  $\Delta U_{\text{1сф}}$ , то даже в случае полной компенсации напряжений

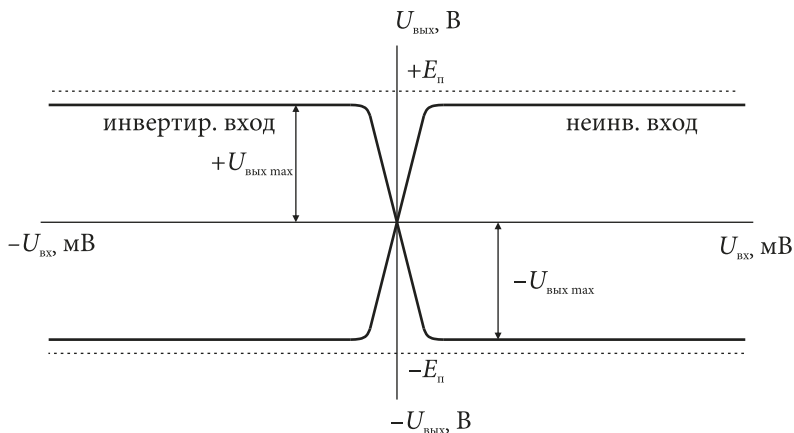


Рис. 2.11. Передаточные характеристики операционного усилителя в области частот от 0 до 100 Гц

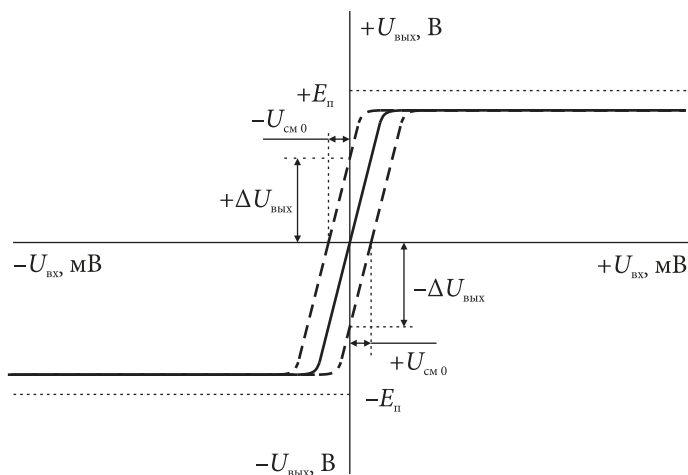


Рис. 2.12. Передаточная характеристика дифференциального сигнала

смещения на выходе реального ОУ появится напряжение  $\Delta U_{\text{вых}} = K_{\text{сф}} \Delta U_{\text{1сф}}$ , где  $K_{\text{сф}}$  — коэффициент усиления синфазного сигнала  $K_{\text{сф}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{1сф}}$ , а величина  $\Delta U_{\text{1сф}}$  определяется из выражения  $U_{\text{1сф}}^+ + \Delta U_{\text{1сф}} = U_{\text{1сф}}^- + \Delta U_{\text{1сф}}$  при условии  $U_{\text{1сф}}^+ = U_{\text{1сф}}^- \neq 0$ . Передаточная характеристика ОУ для синфазного сигнала  $U_{\text{1сф}}$  представлена на рис. 2.13, из которого видно, что при достаточно больших значениях  $U_{\text{1сф}}$  (соизмеримых с напряжением источника питания  $E_{\text{п}}$ ) коэффициент усиления синфазного сигнала  $K_{\text{сф}}$  резко возрастает.

В диапазоне синфазных напряжений от  $U_{\text{1сф min}}$  до  $U_{\text{1сф max}}$  коэффициент усиления синфазного сигнала  $K_{\text{сф}}$  много меньше  $K_0$  — коэффициента усиления дифференциального сигнала, измеренного при нулевой частоте входного дифференциального напряжения:  $U_{\text{1диф}}^+ = U_{\text{1сф}}^+ - U_{\text{1сф}}^-$ .

Используемый диапазон входного синфазного напряжения называется областью ослабления синфазного сигнала. Операционный усилитель характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала. Относительное ослабление синфазного сигнала для ОУ определяется так же, как и для дифференциальных усилителей,  $\text{ООС} = |K_{\text{сф}} / K_{\text{диф}}|$ , и составляет величину  $10^{-4} - 10^{-5}$ . Для современ-

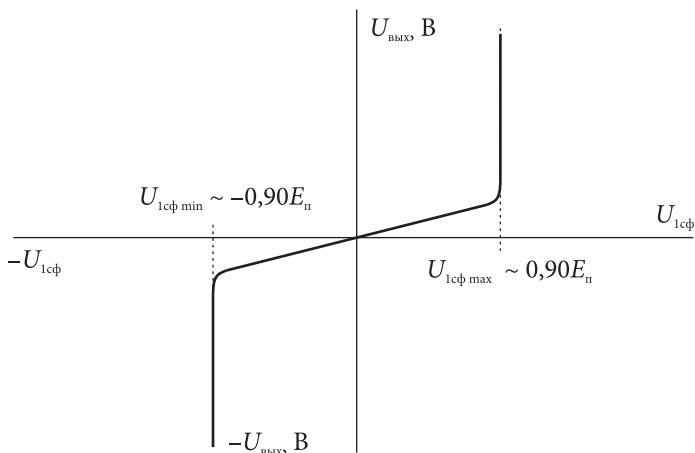


Рис. 2.13. Зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{1сф}})$  при  $U_{\text{1диф}} = 0$  и полной компенсации напряжений смещения



ных полупроводниковых ДУ значение ООСС находится в интервале величин от  $-60$  до  $-100$  дБ.

Так как  $\Delta U_{\text{вых}} = K_{\text{диф}} \Delta U_{\text{1диф}} + K_{\text{сф}} \Delta U_{\text{1сф}}$ , то при  $\Delta U_{\text{вых}} = 0$  имеем  $\text{ООСС} = |\Delta U_{\text{1диф}} / \Delta U_{\text{1сф}}|$ .

Таким образом, ООСС показывает, какое изменение дифференциального напряжения компенсирует действие синфазного сигнала.

## 2.6. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционные усилители имеют все основные свойства многокаскадного усилителя напряжения с большим коэффициентом усиления (до  $10^6$ ) и широкой полосой пропускания (1–10) МГц, начинающейся с нулевой частоты. Амплитудно-фазочастотные характеристики операционных усилителей и их устойчивость к самовозбуждению аналогичны рассмотренным ранее в разд. 1.1.5. Большие значения коэффициента усиления ОУ позволяют при охвате таких усилителей глубокой отрицательной обратной связью получать схемы со свойствами, которые зависят только от параметров цепи отрицательной обратной связи.

При использовании операционных усилителей с низкими значениями  $K^{\text{ООС}}$ , которым соответствует скорость спада характеристики усилителей без ООС 18 дБ/октава, необходимо уменьшать запаздывание по фазе выходного напряжения. Некоторые ИМС ОУ имеют внутреннюю коррекцию частотных характеристик, которая обеспечивает скорость спада 6 дБ/октава в полосе частот  $f_L$  и  $f_T$  (рис. 2.14).

Нескорректированные усилители обычно имеют один или несколько выводов, которые обозначают «наклон», «фаза» или «частотная коррекция». К этим выводам подключают внешние корректирующие цепи. Производители ИМС обычно указывают значения сопротивлений резисторов и емкость конденсаторов таких цепей для конкретных значений  $K^{\text{ООС}}$ .

Рассмотрим общие принципы и некоторые способы частотной (фазовой) коррекции. На рис. 2.15 представлена схема усилителя

с ООС, состоящей из  $R_1$  и  $R^{ООС}$ , с корректирующей  $RC$ -цепью из  $R_k$  и  $C_k$ , которая подключается к выходу одного из каскадов усилителя (в данном случае — первого каскада).

Граничная частота корректирующей цепи  $f_{RC}$  меньше граничной частоты обоих нескорректированных каскадов усилителя. Коррекция производится в первом каскаде. Поэтому граничная частота этого каскада определяется действием корректирующей цепи и равна  $f_k$  на уровне  $-3$  дБ. Наклон АЧХ  $RC$ -цепи равен, как было показано ранее,  $6$  дБ/октава (рис. 2.16).

Корректирующая цепь должна обеспечить для скорректированного усилителя спад характеристики  $6$  дБ/октава на частоте,

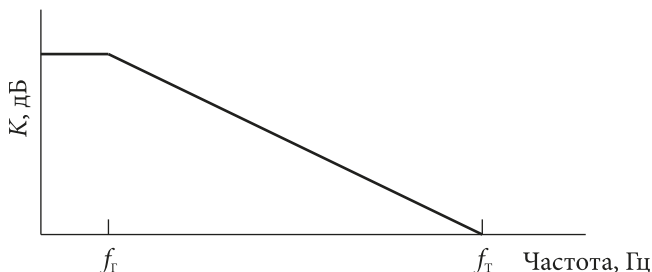


Рис. 2.14. Амплитудно-частотная характеристика

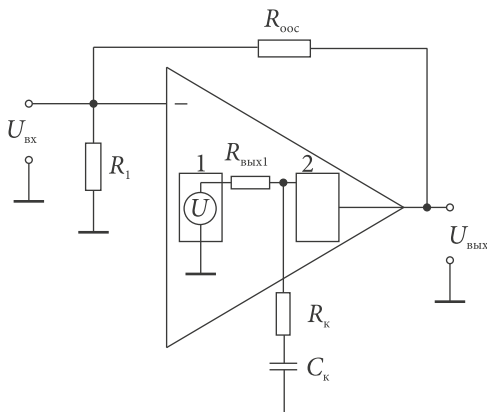


Рис. 2.15. Частотная коррекция ОУ последовательной  $RC$ -цепью:  
1 — первый каскад; 2 — последующие каскады усилителя

при которой АЧХ усилителя с  $K^{\text{ООС}}$  пересекает диаграмму Бode усилителя с ООС. Это гарантирует устойчивую работу усилителя, так как в этом случае обязательно выполняется условие  $\theta < 180^\circ$ .

На частотах ниже  $f_k$  коэффициенты усиления нескорректированного и скорректированного усилителей с  $K^{\text{ООС}}$  одинаковы,

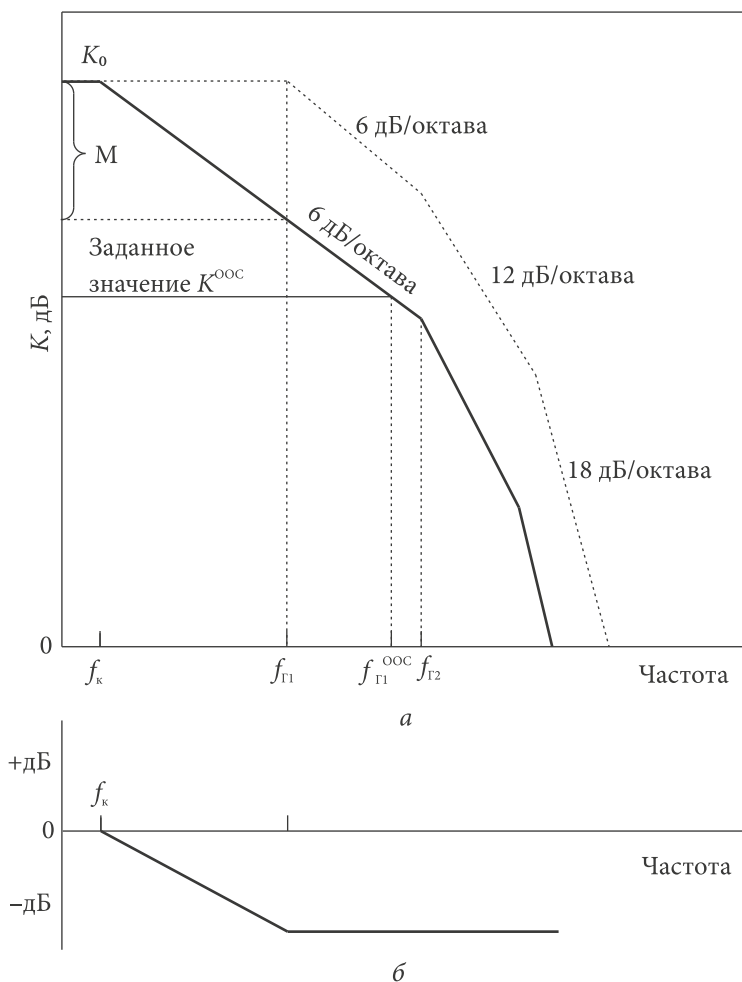


Рис. 2.16. Амплитудно-частотная характеристика

поскольку емкостное сопротивление конденсатора  $C_k$  на низких частотах очень велико. Начиная с граничной частоты  $f_k$  реактивное сопротивление корректирующего конденсатора  $C_k$  уменьшается, что приводит к падению АЧХ скорректированного усилителя с наклоном 6 дБ/октава. Выше частоты  $f_{\Gamma 1}$  коэффициент усиления нескорректированного усилителя с  $K^{\text{ООС}}$  также падает с наклоном 6 дБ/октава. Поэтому спад, обусловленный  $RC$ -цепью, должен быть остановлен. Иначе суммарный спад скорректированного усилителя будет равен 12 дБ/октава, что является суммой спада  $RC$ -цепи и спада  $K^{\text{ООС}}$  нескорректированного усилителя. Для предотвращения этого задаем частоту  $f_y$ , на которой емкостное сопротивление конденсатора  $C_k$  станет много меньше сопротивления резистора  $R_k$ . Тем самым мы задаем вторую частоту перегиба  $f_y$  корректирующей цепи, равную частоте  $f_{\Gamma 1}$  нескорректированного усилителя с  $K^{\text{ООС}}$  (рис. 2.16). Спад с наклоном 6 дБ/октава, обусловленный  $R_k C_k$ -цепью, прекращается на частоте  $f_{\Gamma 1} = f_y$ . В полосе частот между  $f_{\Gamma 1}$  и  $f_{\Gamma 2}$  спад АЧХ всей схемы обусловлен только спадом нескорректированного усилителя с  $K^{\text{ООС}}$ .

Как видно из рис. 2.16, коэффициент усиления скорректированного усилителя  $K^{\text{ООС}}$  в частотном диапазоне от  $f_{\Gamma 1}$  до  $f_{\Gamma 2}$  оказался существенно меньше, чем у скорректированного, за счет ослабления  $RC$ -цепью. Поэтому  $K < K^{\text{ООС}}$  на частоте  $f_{\Gamma 2}$ . Для осуществления такой частотной коррекции приходится уменьшать ширину полосы пропускания. Как было показано ранее, ширина полосы пропускания нескорректированного усилителя с обратной связью определяется выражением  $f_{\Gamma}^{\text{ООС}} = f_{\Gamma}(1 + \gamma K)$ , где  $\gamma K$  — петлевое усиление. Поэтому для скорректированного  $RC$ -цепью с ООС  $f_{\Gamma 1}^{\text{ООС}} = f_k(1 + \gamma K)$ . Как видно из рис. 2.16, а,  $f_{\Gamma 1}^{\text{ООС}} < f_{\Gamma 2}$ . Бывшая более широкой полоса пропускания с верхней граничной частотой все равно не могла быть использована, поскольку усилитель самовозбуждался.

Рассмотрим способ нахождения значений  $R_k$  и  $C_k$ , необходимых для коррекции усилителя с  $K^{\text{ООС}}$ . Известно, что для фильтра низкой частоты, которым является  $R_k C_k$ -цепь, справедливы выражения

$$f_k = \frac{1}{2\pi(R_{\text{вх}} + R_k)C_k} \text{ и } f_y = \frac{1}{2\pi R_k C_k}.$$

Если неизвестно значение  $R_{1\text{вых}}$ , то его нужно рассчитать. Частоту  $f_k$  можно найти из диаграммы Бode следующим образом:

- 1) начертить вертикальную линию на частоте  $f_{Г2}$ ;
- 2) провести горизонтальную прямую на уровне, соответствующем заданному значению  $K^{\text{ООС}}$  (дБ);
- 3) найти точку пересечения прямых из пп. 1 и 2;
- 4) провести из этой точки прямую с наклоном 6 дБ/октава до пересечения с горизонтальной прямой  $K_0$ .

Частота, соответствующая точке пересечения этих прямых, и есть частота  $f_k$ . В качестве  $f_y$  используется  $f_{Г1}$  ( $f_y = f_{Г1}$ ). Для исключения скачка на прямой спада 6 дБ/октава при переходе частоты через  $f_{Г1}$  необходимо правильно задать соотношение между  $R_{1\text{вых}}$  и  $R_k$ . Это соотношение  $M$  (дБ) должно обеспечить необходимое ослабление, равное уменьшению коэффициента усиления скорректированного усилителя (рис. 2.16, а).

Для определения связи между  $M$  и  $R_k$  рассмотрим резистивно-емкостный делитель, состоящий из  $R_{1\text{вых}}$  — верхнее звено,  $R_k$  и  $C_k$  — нижнее звено (рис. 2.17).

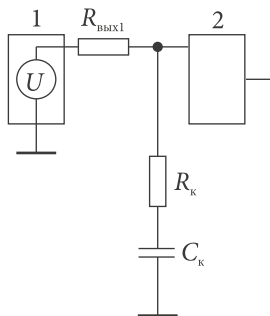


Рис. 2.17. Цепь коррекции как часть делителя выходного напряжения первого каскада усилителя

Входным напряжением для делителя является выходное напряжение первого каскада усилителя, а выходным — входное напряжения второго каскада. Выходное напряжение делителя, представленного на рис. 2.17, равно

$$\begin{aligned}
\dot{U}_{\text{ВЫХ}} &= \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\kappa} + \dot{X}_{C_{\kappa}}}{R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa} + \dot{X}_{C_{\kappa}}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\kappa} + \frac{1}{j2\pi f C_{\kappa}}}{R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa} + \frac{1}{j2\pi f C_{\kappa}}} = \\
&= \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{j2\pi f C_{\kappa} R_{\kappa} + 1}{j2\pi f C_{\kappa} (R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa}) + 1} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{1 + j \frac{f}{f_{\kappa}}}{1 + j \frac{f}{f_{\kappa}}}, \\
f_{\kappa} &= \frac{1}{2\pi(R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa})C_{\kappa}}, \quad f_y = \frac{1}{2\pi R_{\kappa} C_{\kappa}}.
\end{aligned}$$

Коэффициент передачи такого делителя определяется отношением  $\dot{\gamma}$  напряжений  $\frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{1 + j \frac{f}{f_y}}{1 + j \frac{f}{f_{\kappa}}}$ . Модуль  $\dot{\gamma}$  равен  $\left| \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \right| = \frac{\sqrt{1 + (f/f_y)^2}}{\sqrt{1 + (f/f_{\kappa})^2}}$ , а аргумент  $\dot{\gamma}$  равен  $\theta = \arctg(f/f_y) - \arctg(f/f_{\kappa})$ . В децибелах получим

$$\left| \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \right| (\text{дБ}) = 20 \lg \sqrt{1 + (f/f_y)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (f/f_{\kappa})^2}.$$

При  $f/f_y \gg 1$  и  $f/f_{\kappa} \gg 1$  единицами в подкоренных выражениях пренебрегаем:

$$\begin{aligned}
\left| \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \right| (\text{дБ}) &= 20 \lg(f/f_y) - 20 \lg(f/f_{\kappa}) = 20 \lg(f_{\kappa}/f_y) = \\
&= 20 \lg \left( \frac{\frac{1}{2\pi(R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa})C_{\kappa}}}{\frac{1}{2\pi R_{\kappa} C_{\kappa}}} \right) = 20 \lg \left( \frac{R_{\text{IВЫХ}} + R_{\kappa}}{R_{\kappa}} \right).
\end{aligned}$$

Полученное выражение дает затухание, создаваемое корректирующим контуром  $R_k C_k$  на частотах выше  $f_y$ . Затухание должно равняться снижению коэффициента усиления усилителя с коррекцией для гладкой АЧХ в точке с граничной частотой  $f_y = f_{Г1}$ .

Таким образом,

$$M \text{ (дБ)} = -20 \lg \frac{R_{\text{лвх}} + R_k}{R_k}. \quad (2.2)$$

Отсюда находим  $R_k$ , решая уравнение (2.2); знак минус не учитываем, так как  $M$  есть затухание:  $R_k = \frac{R_{\text{лвх}}}{\text{antilg}(M/20) - 1}$ .

## 2.6.1. Некоторые методы частотной коррекции

### 2.6.1.1. Коррекция с использованием эффекта Миллера

Производители полупроводниковых интегральных схем операционных усилителей используют эффект Миллера для выпуска полностью скорректированных ИМС ОУ. В этом способе корректирующий конденсатор подключен между выходом и входом одного из промежуточных каскадов ОУ (рис. 2.18).

Пример частотной характеристики с такой коррекцией показан на рис. 2.19.

Конденсатор  $C_k$  создает обратную связь во втором каскаде усилителя. Каскад может являться усилителем с общим эмиттером или инвертирующим усилителем. Поэтому его выходное напряжение  $U_{\text{вх}}$  инвертировано по отношению к входному  $U_{\text{вх}}$ . Обозначим

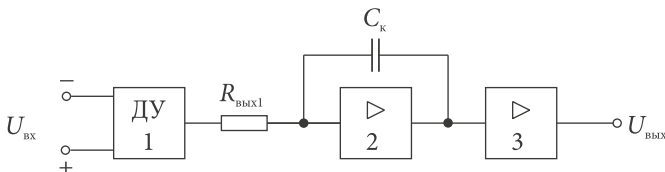


Рис. 2. 18. Коррекция с использованием эффекта Миллера

коэффициент усиления этого каскада как « $-K$ », где знак минус учитывает инверсию  $U_{\text{ВЫХ}}$  по отношению к  $U_{\text{ВХ}}$  (рис. 2.20).

По определению емкость конденсатора

$$C_k = \frac{q}{U_c}, \quad (2.2a)$$

где  $U_c = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}$  (рис. 2.20, а). При этом  $U_{\text{ВЫХ}} = -K \cdot U_{\text{ВХ}}$ . Из (2.2a)  $q = C_k \cdot U_c = C_k \cdot [U_{\text{ВХ}} - (-K \cdot U_{\text{ВХ}})] = C_k (K + 1) U_{\text{ВХ}}$ . Если бы тот же конденсатор  $C$  был подключен параллельно входу усилителя (рис. 2.20, б), его емкость определялась бы входным напряжением

$$C_k = \frac{q}{U_{\text{ВХ}}} \quad \text{и} \quad q = C_k U_{\text{ВХ}}. \quad (2.2б)$$

Сравнивая (2.2a) и (2.2б), находим, что с точки зрения входного сигнала эффективная емкость конденсатора  $C$ , создающего обратную связь между выходом и входом, в  $(K + 1)$  раз больше фактической

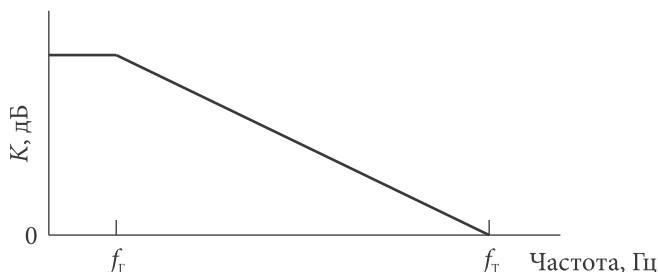


Рис. 2.19. Частотная характеристика полностью скорректированного усилителя

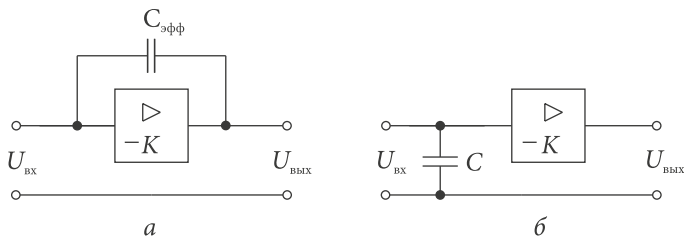


Рис. 2.20. Схема коррекции методом Миллера



емкости конденсатора:  $C_{\text{эфф}} = C(K + 1)$ . Это явление называют эффектом Миллера. Таким образом, действие конденсатора как элемента обратной связи значительно сильнее, чем при включении его между входом усилителя и землей. Это позволяет использовать корректирующие конденсаторы значительно меньшей емкости, что очень важно в интегральном исполнении при производстве ИМС ОУ, так как в этой технологии трудно изготовить конденсаторы большой емкости.

Первая граничная частота при коррекции с использованием

$$\text{эффекта Миллера равна } f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi(R_{\text{вых}}(1 + |K|)C_{\kappa})}.$$

У второго каскада частотная характеристика должна иметь частоту единичного усиления в диапазоне частот, где эффект Миллера становится несущественным. Для задания необходимого значения частоты  $f_y$  можно подключить сопротивление  $R_{\kappa}$  последовательно с емкостью  $C_{\kappa}$ .

#### 2.6.1.2. Коррекция во входном дифференциальном каскаде

Преимуществом при применении корректирующих  $RC$ -цепей во входном первом дифференциальном каскаде является возможность увеличения скорости нарастания выходного напряжения. Это увеличение получается за счет небольшой амплитуды напряжения на выходе первого каскада операционного усилителя, что дает возможность осуществить коррекцию без больших изменений зарядов на  $C_{\kappa}$ , т. е. при малых токах. Производители ИМС ОУ приводят в описаниях значения  $R_{\kappa}$  и  $C_{\kappa}$  для разных коэффициентов усиления усилителей, охваченных цепью обратной связи. Например, для схемы с  $RC$ -коррекцией в дифференциальном каскаде, представленной на рис. 2.21, соотношения сопротивлений резисторов и частот  $f_{\kappa}$  и  $f_y$  определяются соответственно выражениями

$$f_{\kappa} \approx \frac{1}{2\pi(2R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вх2}})C_{\kappa}}, \quad f_y = \frac{1}{2\pi(2R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вх2}})C_{\text{вх2}}}.$$

В некоторых усилителях используются две  $RC$ -цепи для осуществления коррекции. Производители усилителей с двумя цепями коррекции также дают необходимые значения  $R_{\kappa}$  и  $C_{\kappa}$  или соответствующие формулы.

### 2.6.1.3. Коррекция методом выключения каскадов

Этот способ коррекции называют *методом параллельных сигналов*, а также *методом подачи сигнала вперед*. Такой метод коррекции дает широкую полосу пропускания. Он осуществляется так, что более высокочастотные сигналы идут в обход каскадов ОУ, имеющих максимальный коэффициент усиления на низких частотах. Низкочастотные сигналы проходят через все каскады операционного усилителя (рис. 2.22).

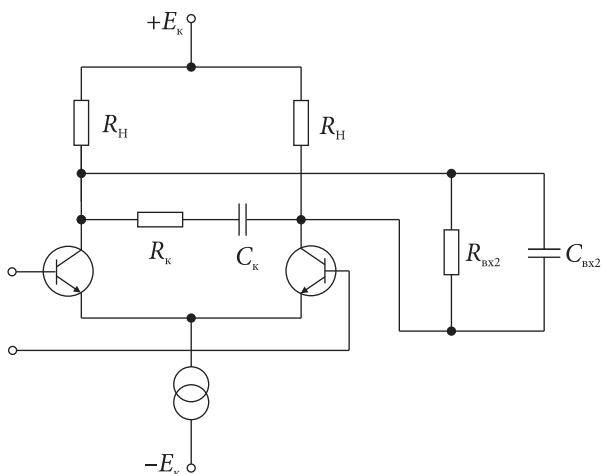


Рис. 2.21. Схема с RC-коррекцией  
во входном дифференциальном каскаде

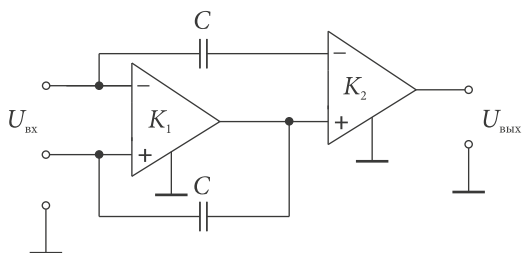


Рис. 2.22. Коррекция методом параллельных сигналов:  
 $K_1$  — группа каскадов с большим коэффициентом усиления на низких частотах;  
 $K_2$  — группа каскадов, усиливающих высокочастотные сигналы

Высокочастотные сигналы по каналам связи по переменному току (в данном случае через конденсаторы  $C$ ) обходят каскады с высоким коэффициентом усиления. При этом удается избежать частотных искажений и большого сдвига фаз, присущих этим каскадам. Группа каскадов для усиления высокочастотных сигналов должна иметь малый сдвиг фаз, который должен давать большой запас устойчивости в высокочастотном диапазоне.

#### 2.6.1.4. Метод коррекции «грубой силой»

Такая коррекция используется как крайнее средство для обеспечения устойчивой работы усилителя при малых значениях  $K^{ООС}$  в низкочастотной схеме, а применение других способов по каким-либо причинам невозможно.

Как видно из рис. 2.23, корректирующая цепь включается между входами ОУ параллельно нижнему звену делителя ООС.

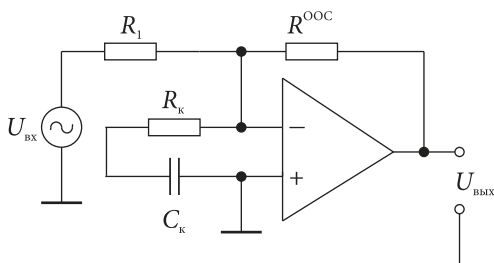


Рис. 2.23. Коррекция «грубой силой»

#### 2.6.1.5. Коррекция упреждением

Этот подход аналогичен коррекции широкополосного аттенюатора (делителя напряжения во входных цепях осциллографов или высокочастотных вольтметров переменного тока). Фактически в этом методе осуществляется компенсация действия входной  $C_{вх}$  и паразитной  $C_{пар}$  емкостей (рис. 2.24).

Параллельно  $R^{ООС}$  добавляется конденсатор  $C_к$ . При этом должно выполняться условие  $C_к \cdot R^{ООС} = R_1(C_{вх} + C_{пар})$  с учетом идеаль-

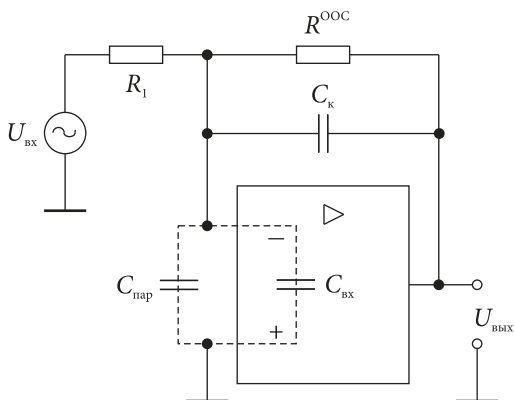


Рис. 2.24. Компенсация входной емкости  
(коррекция упреждением по фазе)

ности генератора входного напряжения. Отсюда находят емкость

корректирующего конденсатора  $C_{\text{к}} = \frac{R_1(C_{\text{вх}} + C_{\text{пар}})}{R^{\text{ООС}}}$ .

## 3. ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 3.1. УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ ИМС ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

#### 3.1.1. Инвертирующий усилитель

Инвертирующий усилитель, изменяющий знак выходного сигнала относительно входного, создается введением по инвертирующему входу ОУ с помощью резисторов  $R^{OC}$ ,  $R_1$  параллельной отрицательной обратной связи (ООС) по напряжению (рис. 3.1).

Так как входное сопротивление идеального ОУ равно бесконечности, весь входной ток  $I_{вх}$  течет через сопротивление  $R^{OC}$ , т.е.  $I_{вх} = I^{OC}$ . По закону Ома

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - U^{-}}{R_1}, \quad I^{OC} = \frac{U^{-} - U_{вых}}{R^{OC}}.$$

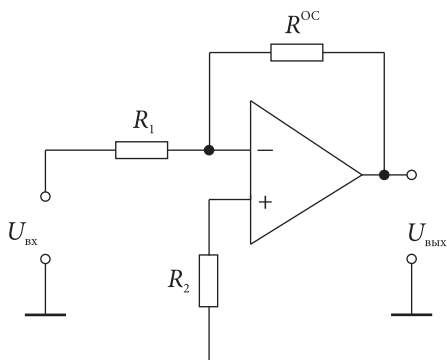


Рис. 3.1. Инвертирующая схема включения ОУ с ООС

Так как неинвертирующий вход через резистор  $R_2$  заземлен — напряжение на нем  $U^+ = 0$ , а для идеального ОУ дифференциальное входное напряжение  $U_0$  равно нулю, т. е.  $U^- - U^+ = 0$ , то напряжение на инвертирующем входе  $U^- = 0$ . Тогда из равенства токов получим

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вых}}}{R^{\text{OC}}}. \text{ Следовательно, коэффициент усиления ОУ при ин-}$$

$$\text{вертирующем включении } K_{\text{ин}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R^{\text{OC}}}{R_1} \text{ полностью определя-}$$

ется цепью ООС, а именно — соотношением сопротивлений резисторов делителя обратной связи.

Отрицательная обратная связь по напряжению создана резистивным делителем  $R^{\text{OC}}, R_1$ ; с выхода ОУ на инвертирующий вход передается напряжение  $U^{\text{OC}} = U_{\text{вых}} R_1 / (R^{\text{OC}} + R_1) = \gamma U_{\text{вых}}$ , где  $\gamma = R_1 / (R^{\text{OC}} + R_1)$  — коэффициент передачи цепи обратной связи. Так как обычно  $R^{\text{OC}}$  много больше  $R_1$ , то  $\gamma$  приблизительно равен отношению  $R^{\text{OC}}/R_1$ . Поэтому коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя можно записать как

$$K_{\text{ин}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R^{\text{OC}}}{R_1} = -\frac{1}{\gamma}.$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется по закону Ома:

$$R_{\text{вх}}^{\text{ин}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_c}, \text{ где } I_c \text{ — ток сигнала, обусловленный входным напряже-}$$

$$\text{нием } U_{\text{вх}}. \text{ Так как } U_0 = 0, \text{ то ток через резистор } R_1: I_c = (U_{\text{вх}} - U_0)/R_1 = U_{\text{вх}}/R_1, \text{ откуда } R_{\text{вх}}^{\text{ин}} = R_1.$$

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя (с ООС)  $R_{\text{вых}}^{\text{ин}} = R_{\text{вых}} / (1 + \gamma K)$ , где  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление непосредственно ОУ (ИМС);  $K$  — коэффициент усиления ИМС. Для идеального операционного усилителя  $K = \infty$ . Поэтому для идеального ОУ  $R_{\text{вых}}^{\text{ин}} = 0$ .

Необходимо отметить, что в схеме инвертирующего усилителя на входах ИМС синфазный сигнал отсутствует, так как их потенциалы равны нулю.

Через входы реальной интегральной микросхемы ОУ проходят токи, поскольку их входное сопротивление не бесконечно большое. При равенстве напряжений на обоих входах, которые создаются этими токами, их влияние не будет ощущаться (входное напряжение смещения будет равно нулю). С этой целью сопротивления в цепях обоих входов ИМС делают равными. В схеме на рис. 3.1  $1/R_2 = 1/R_1 + 1/R^{OC}$ , так как  $R_{вых}$  идеальной ИМС равно нулю, как и внутреннее сопротивление идеального источника сигнала  $U_{вх}$ . Резисторы  $R_1$  и  $R^{OC}$  оказываются включенными параллельно, поэтому  $R_2 = R_1 R^{OC} / (R_1 + R_2)$ .

Заметим, что из схемы инвертирующего усилителя можно получить инвертирующий повторитель (инвертор), если выбрать сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_{ос}$  равными.

### 3.1.2. Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя показана на рис. 3.2. В этом случае входное напряжение  $U_{вх}$  подается через резистор  $R_2$  на неинвертирующий вход. Поэтому выходное напряжение  $U_{вых}$  синфазно входному.

Сигнал с выхода ОУ подается на инвертирующий вход ОУ с помощью резистивного делителя  $R^{OC}$ ,  $R_1$ , создающего отрицательную обратную связь по напряжению. В силу идеальности операционного усилителя входной ток ОУ равен нулю. Отсюда

$$U_{вх} = U^+ = U^- = \gamma U_{вых},$$

где  $\gamma = R_1 / (R_1 + R^{OC})$  — коэффициент передачи цепи ООС. Откуда для коэффициента усиления получим  $K_{неинв} = U_{вых} / U_{вх} = 1/\gamma = 1 + R^{OC} / R_1$ . Входное сопротивление схемы реального неинвертирующего усилителя велико: к сопротивлению между входами ИМС (дифференциальному сопротивлению ОУ)  $R_{вх\ диф}$  приложено напряжение очень небольшой величины (для идеального ОУ:  $U^- - U^+ = 0$ ). Поэтому через  $R_{вх\ диф}$  проходит пренебрежимо малый ток, что соответствует большому входному сопротивлению  $R_{вх}^{неин} = R_{вх\ диф} (1 + \gamma K)$ .

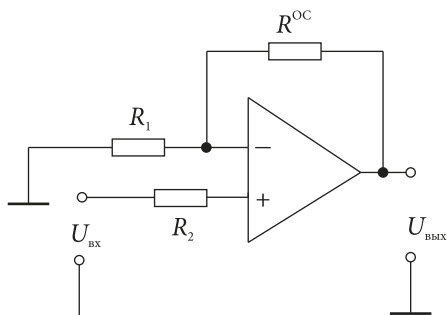


Рис. 3.2. Неинвертирующая схема включения ОУ

Выходное сопротивление схемы реального неинвертирующего усилителя, наоборот, уменьшается в  $(1 + \gamma K)$  раз:  $R_{\text{вых}}^{\text{неин}} = R_{\text{вых}} / (1 + \gamma K)$ , где  $R_{\text{вых}}$  и  $K$  — выходное сопротивление и коэффициент усиления ИМС ОУ.

Необходимо отметить, что и в неинвертирующем усилителе потенциалы  $U^-$  и  $U^+$  по-прежнему одинаковы:  $U_0 = U^- - U^+ \approx 0$ , но равны не нулю, а входному напряжению  $U_{\text{вх}}$  (в схеме на рис. 3.2 это потенциал  $U^+$ ). Таким образом, на входах ИМС в неинвертирующем усилителе имеется синфазный сигнал, напряжение которого близко к  $U_{\text{вх}}$ .

Чтобы на входах создать одинаковые падения напряжения от протекания токов  $I^+$  и  $I^-$ , в схему вводят резистор  $R_2$  такой же, как и в инвертирующем усилителе:  $R_2 = R_1 R^{\text{oc}} / (R_1 + R^{\text{oc}})$ .

### 3.1.3. Инвертирующий сумматор напряжений

К точке  $a$  схемы инвертирующего сумматора напряжений (рис. 3.3) через резисторы одинаковых сопротивлений протекают токи  $I_1, I_2, \dots, I_n$  от источников  $U_1, U_2, \dots, U_n$ .

Потенциал неинвертирующего входа  $U^+ = 0$ ; из идеальности ОУ следует, что  $U^- = 0$ . Поэтому на резисторе обратной связи напряжение равно выходному напряжению схемы. Входное сопротивление ОУ бесконечно велико, отсюда сумма входных токов равна току обратной связи. При  $R^{\text{oc}} = R$  получаем  $U_{\text{вых}} = U_R^{\text{oc}} = -(I_1 + \dots + I_n) R^{\text{oc}} = -(U_1/R + \dots + U_n/R) = -(U_1 + \dots + U_n)$ .



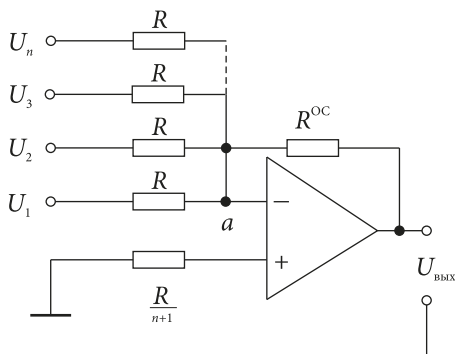


Рис. 3.3. Инвертирующий сумматор напряжений

По первому закону Кирхгофа входные токи через резистор  $R^{OC}$  должны быть отрицательными, так как они вытекают из узла  $a$ . Таким образом, суммирование токов в узле  $a$  приводит к сумме входных напряжений на выходе усилителя.

### 3.1.4. Дифференциальный (разностный) усилитель

*Дифференциальным усилителем* называется устройство, усиливающее разность двух напряжений (рис. 3.4).

В идеальном случае выходное напряжение  $U_3$  такого усилителя пропорционально только разности напряжений, приложенных

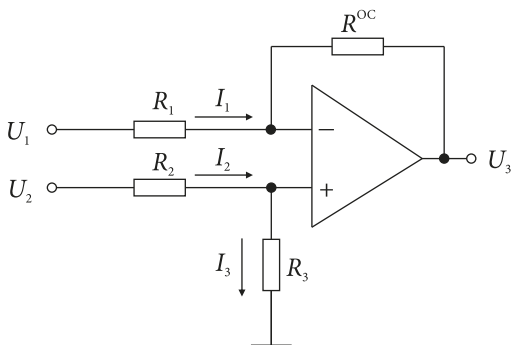


Рис. 3.4. Дифференциальный усилитель на основе ОУ

к двум его входам, и не зависит от их абсолютной величины. Используя правила Кирхгофа и учитывая идеальность ОУ, получаем систему уравнений

$$I_1 = I^{\text{OC}},$$

$$I_2 = I_3,$$

$$U^+ - U^- = 0$$

или

$$\frac{U_1 - U^-}{R_1} = \frac{U^- - U_3}{R^{\text{OC}}},$$

$$\frac{U_2 - U^+}{R_2} = \frac{U^+}{R_3},$$

$$U^+ = U^-.$$

Решая эту систему относительно выходного напряжения, находим

$$U_3 = \frac{R_3(R_1 + R^{\text{OC}})}{R_1(R_2 + R_3)}U_2 - \frac{R^{\text{OC}}}{R_1}U_1.$$

При  $R_1 = R_2 = R_3 = R^{\text{OC}}$ :  $U_3 = U_2 - U_1$ .

### 3.1.5. Избирательные (селективные) усилители

Избирательные усилители служат для усиления сигналов в заданной области частот. Полоса пропускания  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  данного усилителя определяется на уровне  $\frac{K_0}{\sqrt{2}} \approx 0,7K_0$ . Зависимость коэффициента усиления от частоты для селективного усилителя показана на рис. 3.5.

Схему селективного усилителя можно выполнить на основе инвертирующего усилителя с частотно-зависимой отрицательной

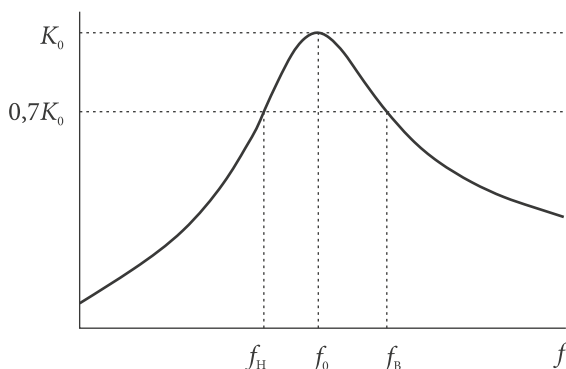


Рис. 3.5. АЧХ селективного усилителя

обратной связью, т. е. с  $K_U = -R^{OC}(f)/R_1$ , где  $R^{OC}(f)$  имеет максимум при  $f=f_0$ . В качестве частотнозависимого резистора  $R^{OC}$  можно взять узкополосный фильтр или резонансный контур. Одной из возможных схем подобной обратной связи является Т-образный мост

(рис. 3.6), имеющий квазирезонансную частоту  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . Полу-

ченный с его помощью селективный усилитель (рис. 3.7) является инвертирующим, но возможно выполнение и неинвертирующего селективного усилителя.

В качестве частотнозависимого сопротивления обратной связи можно использовать параллельный LC-контур (рис. 3.8). Усиливаемая частота определяется в этом случае резонансной частотой

контура  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

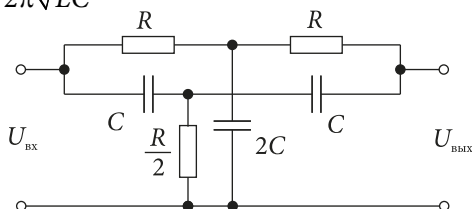


Рис. 3.6. Двойной Т-образный мост

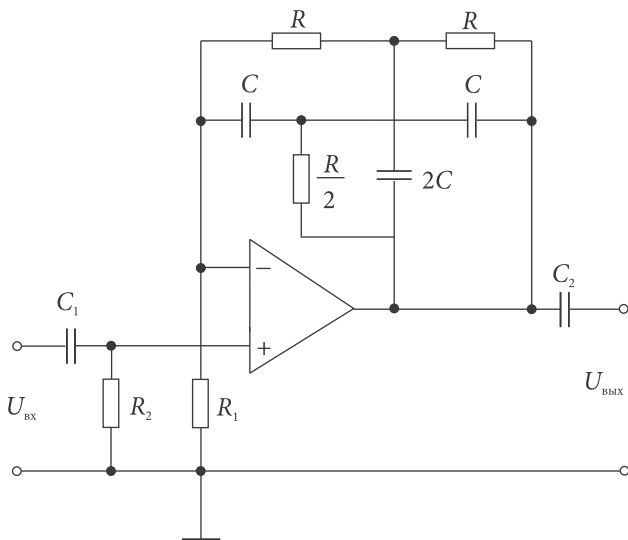


Рис. 3.7. Селективный усилитель с Т-образным мостом

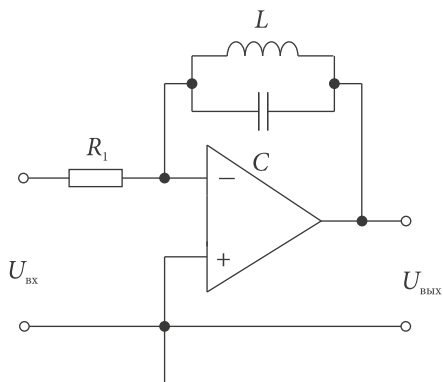


Рис. 3.8. Селективный усилитель с параллельным LC-контуром

### 3.1.6. Логарифмирующий усилитель

Если в инвертирующем усилителе отрицательная обратная связь содержит нелинейный элемент, то аналогичную нелинейность имеет зависимость выходного напряжения от входного. Например, использование диода вместо  $R^{OC}$  позволяет построить инвертирующий логарифмирующий усилитель (рис. 3.9), для которого  $U_{\text{ВЫХ}} \sim -\ln U_{\text{ВХ}}$ .

Действительно, вольтамперная характеристика диода может быть представлена уравнением  $I_D = I_0 \left( \exp \frac{U_D}{\Phi_T} - 1 \right)$ , где  $I_0$  — обратный ток диода;  $\Phi_T = \frac{kT}{e}$  — температурный потенциал;  $k$  — постоянная Больцмана;  $e$  — заряд электрона;  $T$  — абсолютная температура. При комнатной температуре ( $T = 300 \text{ K}$ )  $\Phi_T \approx 0,026 \text{ В}$ , а прямое напряжение на диоде обычно имеет величину порядка единиц вольт. Поэтому справедливо следующее приближенное равенство:  $I_D \approx I_0 \exp(U_D/\Phi_T)$ .

По правилам Кирхгофа для идеального ОУ имеем  $I_{\text{ВХ}} = I_R = I_D$ , откуда

$$\frac{U_{\text{ВХ}} - U^-}{R} = I_0 \exp \frac{U^- - U_{\text{ВЫХ}}}{\Phi_T}.$$

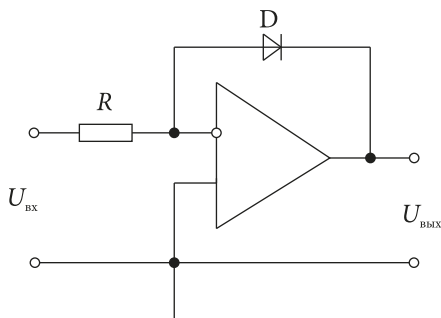


Рис. 3.9. Логарифмирующий инвертирующий усилитель

Так как  $U^+ = U^- = 0$ , то получаем

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = I_0 \exp \left[ -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\varphi_T} \right].$$

Логарифмируя обе части последнего равенства, приходим к выражению

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\varphi_T \ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{RI_0}.$$

## 3.2. АНАЛОГОВЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ И ИНТЕГРАТОРЫ

### 3.2.1. Интеграторы и дифференциаторы

Если в инвертирующем усилителе в качестве частотно-зависимой цепи обратной связи использовать  $RC$ -цепь, то в зависимости от положения конденсатора в  $RC$ -делителе получится либо интегратор (рис. 3.10), либо дифференциатор (рис. 3.11).

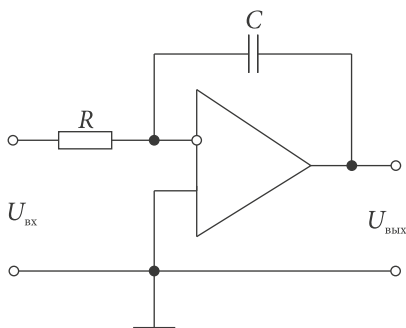


Рис. 3.10. Интегратор на ИМС ОУ

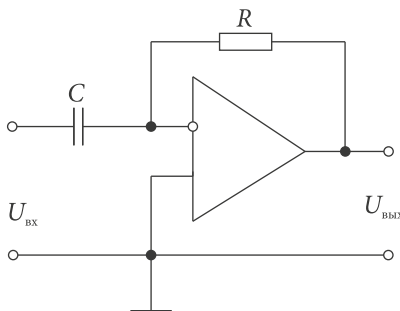


Рис. 3.11. Дифференциатор на ИМС ОУ

### 3.2.2. Дифференцирующая RC-цепь

Цепь, состоящая из последовательно включенных конденсатора емкостью  $C$  и резистора с сопротивлением  $R$ , называется RC-цепью. Одной из основных характеристик RC-цепи является величина  $\tau = RC$ , имеющая размерность времени.

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 3.12. Здесь  $U_1$  — входное напряжение, а напряжение  $U_2$  снимается с резистора. При этом мы считаем, что прибор, которым измеряется выходное напряжение, имеет бесконечно большое входное сопротивление и ток через него не идет.

По второму правилу Кирхгофа  $U_1(t) = \frac{1}{C} \int Idt + RI$ , где  $I$  — входной ток.

Дифференцируя по времени, получаем

$$\frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C}I + R\frac{dI}{dt} = \frac{1}{RC}RI + \frac{d(RI)}{dt} = \frac{1}{RC}U_R + \frac{dU_R}{dt} = \frac{1}{\tau}U_R + \frac{dU_R}{dt}.$$

Таким образом, приходим к выражению  $\frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{\tau}U_2 + \frac{dU_2}{dt}$ , так

как выходное напряжение  $U_2$  в данном случае равно напряжению на сопротивлении  $U_R$ .

При  $\tau \rightarrow \infty$ :  $\frac{1}{\tau}U_2 \ll \frac{dU_2}{dt}$ ,  $\frac{dU_1}{dt} \approx \frac{dU_2}{dt}$ , т. е.  $U_2 \approx U_1$ . Это прибли-

жение реализуется в случае быстрых сигналов  $\left( \frac{dU_1}{dt} \gg \frac{U_1}{\tau} \right)$ , для

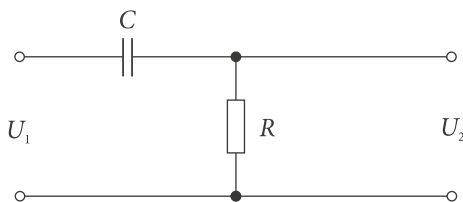


Рис. 3.12. Схема дифференцирующей цепи

которых  $\tau \gg 1/\omega$ , или, иначе,  $\tau \gg T$  ( $\omega$  — циклическая частота сигнала,  $T$  — период). В этом случае цепь используется для передачи изменений сигнала без передачи постоянной составляющей.

При  $\tau \rightarrow 0$ :  $\frac{dU_2}{dt} \ll \frac{1}{\tau} U_2$  и  $\frac{dU_1}{dt} \approx \frac{1}{\tau} U_2$ , т.е.  $U_2 \approx \tau \frac{dU_1}{dt}$ . Следова-

тельно, при малых  $\tau$  такая RC-цепь осуществляет дифференцирование входного сигнала. Это приближение реализуется в случае

медленных сигналов  $\left( \frac{dU_1}{dt} \ll \frac{U_1}{\tau} \right)$ , для которых  $\tau \ll 1/\omega$  или  $\tau \ll T$ .

Для гармонической ЭДС аналогичный результат легко получить, вычисляя коэффициент передачи цепи по напряжению, который определяется следующим образом:

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{|U_2| \exp j\varphi_2}{|U_1| \exp j\varphi_1} = |\dot{\gamma}| \exp j\varphi,$$

где  $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ .

Коэффициент передачи цепи показывает, какая часть входного напряжения передается на выход цепи. При этом модуль  $|\dot{\gamma}|$  и аргумент  $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  (равный фазовому сдвигу между напряжениями на выходе и входе) являются вещественными функциями частоты. Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты является амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) цепи, а зависимость аргумента коэффициента передачи от частоты — фазочастотной характеристикой (ФЧХ).

Так как в нашем случае импеданс цепи  $\dot{Z} = \dot{X}_C + R$ , то для входного напряжения получим

$$\dot{U}_1 = i\dot{Z} = i(\dot{X}_C + R) = i\left(\frac{1}{j\omega C} + R\right).$$

Выходное напряжение, как уже упоминалось,  $\dot{U}_2 = iR$ , следовательно,



$$\dot{\gamma} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}.$$

При  $\tau \ll 1/\omega$  (случай медленных сигналов)  $\dot{\gamma} \approx j\omega\tau$ . При этом сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями (аргумент  $\dot{\gamma}$ ) равен  $\pi/2$ , что эквивалентно дифференцированию синусоидального сигнала.

При  $\tau \gg 1/\omega$  (случай быстрых сигналов)  $\gamma \approx 1$ , т.е. сигнал проходит без искажений.

В общем случае модуль и аргумент коэффициента передачи будут равны соответственно  $|\dot{\gamma}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2\tau^2}}}$ ,  $\varphi = \arctg \frac{1}{\omega\tau}$ .

При достаточно больших частотах, когда  $\omega \gg 1/\tau$  и  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $\frac{1}{\omega^2\tau^2} \rightarrow 0$ , тогда  $|\gamma| \rightarrow 1$ . При малых частотах, когда  $\omega \ll 1/\tau$  и  $\omega \rightarrow 0$ ,  $\frac{1}{\omega^2\tau^2} \gg 1$ , тогда  $|\gamma| \rightarrow 0$ . Эта зависимость показана на рис. 3.13. Она

характерна для фильтров высоких частот, которые пропускают высокие частоты и не пропускают низкие.

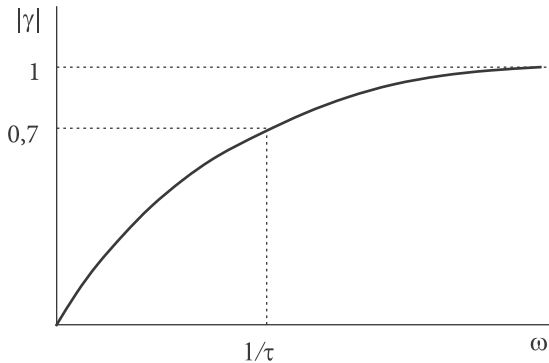


Рис. 3.13. АЧХ фильтра высоких частот

### 3.2.3. Дифференциатор на ИМС операционных усилителей

Схема дифференциатора на ИМС ОУ приведена на рис. 3.11. Если считать ИМС ОУ идеальной, то  $U_0 = 0$  и  $I_C = I_R$ . Поэтому  $U_C = U_{\text{вх}} - U_0 = U_{\text{вх}}$ ,  $U_{\text{вых}} = -U_R$ . В результате

$$I_C = C \frac{dU_C}{dt} = C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}, \quad I_R = I_C = C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}, \quad U_{\text{вых}} = -U_R = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}.$$

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемой схемы пропорционально точному значению производной входного напряжения.

Реальная ИМС ОУ не обеспечивает безошибочного дифференцирования. Однако чем больше ее коэффициент усиления  $K$ , тем меньше разность  $U_{\text{вх}}$  и  $U_C$ , тем больше ток конденсатора соответствует производной входного напряжения. Наряду с этим при увеличении  $K$  напряжение  $-U_R$  все меньше отличается от напряжения  $U_{\text{вых}}$ , что дополнительно снижает погрешность.

Чтобы составить схему, представленную на рис. 3.14, эквивалентную в расчетном отношении схеме на рис. 3.11, надо иметь в виду, что резистор  $R$  находится под напряжением  $U_R = U_0 K$ , а ток конденсатора  $C$  равен  $I_C = I_R = U_R / R = U_0 K / R$ .

Если считать, что резистор находится под напряжением в  $K$  раз меньшим ( $U_R = U_0$ ), то прежний ток через конденсатор будет при  $R' = R/K$ . Для идентичности эквивалентной и реальной схем напряжение с резистора  $R'$  должно быть в  $K$  раз увеличено. Из эквивалентной схемы (рис. 3.14) следует, что дифференциатор на ИМС ОУ

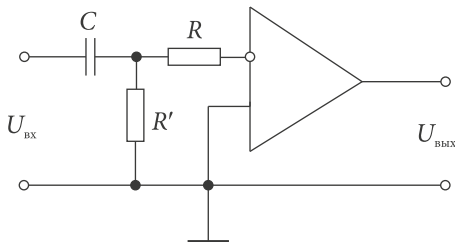


Рис. 3.14. Эквивалентная схема дифференциатора на ИМС ОУ

можно рассматривать как дифференцирующую цепь с конденсатором  $C$  и резистором  $R/K$ , напряжение с которого усиливается в  $K$  раз.

При рассмотрении схемы рис. 3.14 может показаться, что дифференциатор на операционном усилителе можно заменить пассивной цепью  $C — R/K$ , усиливая в  $K$  раз напряжение на резисторе. Однако обеспечить стабильную работу усилителя с большим коэффициентом усиления без обратной связи практически невозможно.

Для переменного во времени входного сигнала дифференциатор будет фильтром высоких частот. С ростом частоты реактивное сопротивление конденсатора уменьшается и коэффициент усиления схемы увеличивается вплоть до частоты, на которой начинается спад АЧХ ОУ (рис. 3.15).

Недостатком простой нескорректированной цепи является большой вклад в выходной сигнал высокочастотных шумов элементов самой схемы. Кроме того, схема склонна к потере устойчивости в области частот после пересечения характеристики дифференциатора (подъем 6 дБ/октава) со спадом характеристики ОУ. Для динамической стабилизации схемы сопротивление обратной связи  $R$  шунтируют конденсатором  $C_K$ , а последовательно с конденсатором  $C$  включают сопротивление  $R_K$  (рис. 3.16).

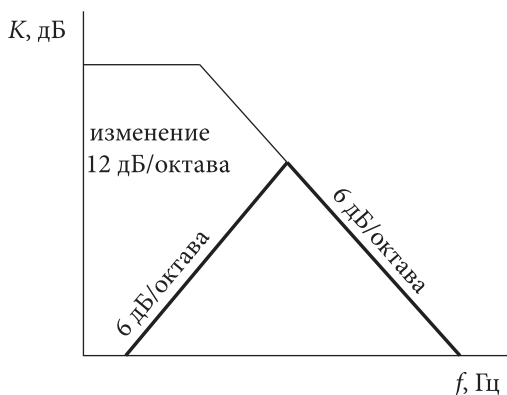


Рис. 3.15. АЧХ нескорректированной схемы дифференцирования  
(тонкая линия — коэффициент усиления без обратной связи;  
утолщенная линия — характеристика дифференцирующей схемы)

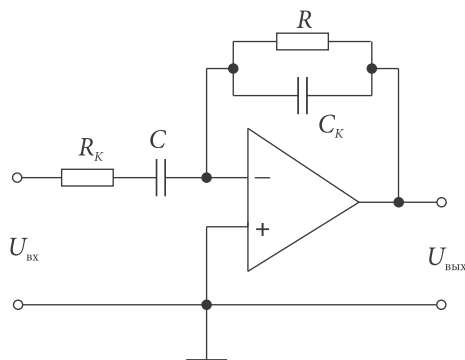


Рис. 3.16. Схема скорректированного дифференциатора

Корректирующее сопротивление  $R_K$  ограничивает коэффициент усиления на высоких частотах, что обеспечивает динамическую устойчивость, а также уменьшает ток через конденсатор  $C$ , отбираемый от источника сигнала  $U_{\text{вх}}$ . Корректирующий конденсатор  $C_K$  выбирают так, чтобы участок характеристики со спадом 20 дБ/декада начинался на частоте  $f_2 = 1/2\pi RC_K$ , большей, чем максимальная частота полезного дифференцируемого сигнала.

Действия коррекции на частотную характеристику схемы показаны на рис. 3.17. Горизонтальный участок на характеристике в диапазоне частот от  $f_1 = 1/2\pi R_K C$  до  $f_2 = 1/2\pi RC_K$  обусловлен действием резистора  $R_K$ . Схема в этой области частот действует как полосовой фильтр и устойчиво дифференцирует входной сигнал в области частот от  $f_1$  до  $f_2$ . В области частот от  $f_2$  до  $f_T$  схема работает как интегратор. Частоту  $f_1 = 1/2\pi R_K C$  следует задавать как можно более низкой при необходимых полосе частот входного сигнала и точности дифференцирования.

### 3.2.4. Интегратор на ИМС операционных усилителей

Для идеального операционного усилителя  $U_0 = U^+ - U^- = 0$ ,  $K = \infty$ ,  $I_{\text{вх оу}} = 0$ . В этом приближении законы Кирхгофа для схемы на рис. 3.10 запишутся в виде  $I_{\text{вх}} = I_C$ ,  $U_{\text{вых}} = -U_C$ ,  $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/R$ . Отсюда получим

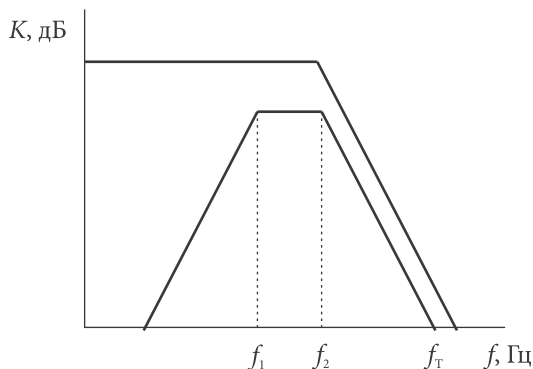


Рис. 3.17. Частотная характеристика скорректированного дифференциатора

$$U_{\text{вых}} = -U_C = -\frac{1}{C} \int_0^t I_C dt + \text{const} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}0}, \quad U_{\text{вых}0} = U_{\text{вых}} \text{ при } t=0 \text{ (когда } U_{\text{вх}}=0). \text{ Так как } U_{\text{вых}}=0 \text{ при } U_{\text{вх}}=0, \text{ то } U_{\text{вых}0}=0. \text{ В итоге получаем } U_{\text{вых}} = -\frac{1}{\tau} \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \text{ где } \tau = RC.$$

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемой схемы пропорционально точному значению интеграла входного напряжения.

Если в момент времени  $t=0$  на инвертирующий вход через резистор  $R$  подан скачок напряжения, то на выходе получим сигнал, изменяющийся линейно во времени:  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} t/RC$ .

Напряжение будет линейно расти с постоянной времени  $\tau = RC$  до насыщения ОУ:  $U_{\text{вых}} = U_{\text{пит}} - (1-2) \text{ В}$ . Для переменного во времени входного сигнала интегратор будет фильтром низких частот с граничной частотой  $f_1 = 1/2\pi RC$ . Амплитуды сигналов с частотами  $f > f_1$  уменьшаются со спадом 20 дБ на декаду частоты.

Реальные ИМС ОУ не обеспечивают точного интегрирования. Реальный операционный усилитель имеет конечный коэффициент усиления, не нулевой, хотя и очень малый входной ток и напряжение сдвига  $\delta U_0$ . Напряжение сдвига интегрируется и дает линейно нарастающее или спадающее напряжение выходного сигнала в за-

висимости от знака  $\delta U_0$ . Входной ток, текущий через конденсатор обратной связи, также приводит к появлению линейно изменяющегося выходного напряжения. Все эти эффекты ведут к тому, что конденсатор обратной связи через некоторое время неизбежно заряжается до максимально возможного выходного напряжения ИМС ОУ  $U_{\text{вых}} = \pm U_{\text{пит}} - (1-2) \text{ В}$  (насыщение ОУ). Интервал времени, в течение которого может быть осуществлено интегрирование, ограничивается. Напряжение выходного сигнала с учетом рассмотренных эффектов равно

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt + \frac{1}{RC} \int \delta U_0 dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{вх}} dt + \delta U_0 K_0.$$

Последние три слагаемых вносят ошибку в процесс интегрирования, описываемого первым слагаемым. Ошибки уменьшаются использованием ИМС ОУ с малым напряжением смещения  $\delta U_0$ , периодическим разрядом конденсатора до заданного значения, шунтированием конденсатора сопротивлением  $R^{\text{OC}}$  (рис. 3.18).

Сопротивление  $R^{\text{OC}}$  ограничивает ошибку, связанную с  $\delta U_0 K_0$  величиной  $(\delta U_0 R^{\text{OC}} / R) \ll \delta U_0 K_0$ . Однако  $R^{\text{OC}}$  ограничивает снизу область частот, в которой происходит интегрирование. Можно также использовать ИМС ОУ с входным дифференциальным каскадом на полевых транзисторах, у которых входной ток пренебрежимо мал.

Оценим погрешность, обусловленную конечным значением коэффициента усиления  $K$  интегральной микросхемы ОУ. Напря-

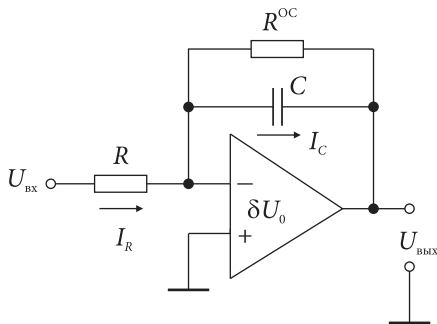


Рис. 3.18. Схема интегратора  
(для идеального ОУ резистор  $R^{\text{OC}}$  не требуется)

жение, под которым находится конденсатор  $C$ ,  $U_C = U_0 - (-U_{\text{вых}}) = U_0 + U_{\text{вых}} = U_0 + U_0 K = U_0(1 + K) = KU_0$ , так как  $K \gg 1$ . Минус в скобках отражает разную полярность напряжений  $U_0$  и  $U_{\text{вых}}$ . Предположим, что напряжение на конденсаторе  $C$  в  $K$  раз меньше указанного:  $U_C = U_0$ . Чтобы скорость заряда конденсатора осталась прежней

(как при  $U_C = KU_0$ ), ток, проходящий через него,  $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$ , не дол-

жен измениться. Из приведенного выражения следует, что для этого емкость конденсатора нужно принять равной  $KC$ . Кроме того, напряжение, выделяющееся на конденсаторе, следует в  $K$  раз усилить, чтобы выходное напряжение идеального ОУ не отличалось от реального.

Схема, эквивалентная в расчетном отношении исходной (рис. 3.10) и составленная в соответствии с приведенными рассуждениями, дана на рис. 3.19. Из нее следует, что интегратор на ИМС ОУ эквивалентен интегрирующей цепи с резистором  $R$  и конденсатором емкостью  $C' = KC$ , напряжение которого усиливается в  $K$  раз.

Если ко входу интегратора приложен постоянный уровень напряжения  $U_{\text{вх}} = U = \text{const}$ , то по расчетной схеме (рис. 3.19)

$$U_{C'} = U \left( 1 - \exp \left[ -\frac{t}{KRC} \right] \right), \quad U_{\text{вых}} = UK \left( 1 - \exp \left[ -\frac{t}{KRC} \right] \right),$$

т. е. выходное напряжение (кривая 1 на рис. 3.20) экспоненциально стремится к уровню  $UK$  с постоянной времени  $KRC$ . Между тем

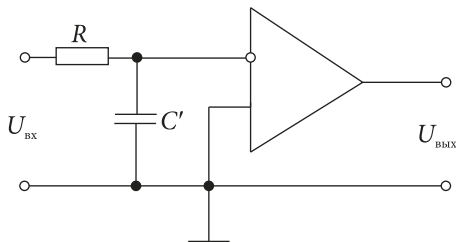


Рис. 3.19. Эквивалентная схема интегратора на ИМС ОУ

результат идеального интегрирования (площадь под кривой входного напряжения) при  $U_{\text{вх}} = U = \text{const}$  увеличивается пропорционально времени интегрирования  $t$  (прямая 2 на рис. 3.20):

$$U_{\text{вых}} = \frac{KU t}{KRC} = \frac{Ut}{RC}, \text{ т. е. отличается от реального результата.}$$

Раскладывая экспоненту  $\exp\left[-\frac{t}{KRC}\right]$  в степенной ряд, получим

$$U_{\text{вых}} = UK \left\{ 1 - \left[ 1 - \frac{t}{KRC} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{KRC} \right)^2 - \dots \right] \right\} = \frac{Ut}{RC} \left( 1 - \frac{t}{2RCK} + \dots \right),$$

здесь  $U = U_{\text{вх}} = \text{const}$ .

Таким образом, результат идеального интегрирования напряжения отличается от реального  $\frac{Ut}{RC}$  меньше чем на отношение  $\frac{t}{2RCK}$ .

Эта погрешность в  $K$  раз меньше той, которую дает пассивная  $RC$ -цепь

при одинаковом выходном напряжении  $\frac{Ut}{RC}$ , т. е. при одинаковом времени интегрирования.

Выигрыш в точности можно реализовать иначе: при одинаковых допустимых погрешностях интегрирование операционным

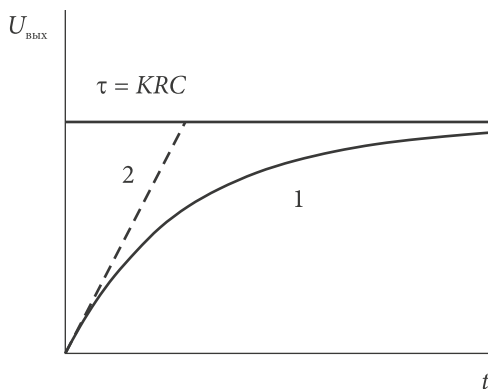


Рис. 3.20. Реальное и идеальное интегрирование



усилителем постоянного уровня может длиться в  $K$  раз дольше, чем интегрирование пассивной  $RC$ -цепью, что обеспечивает в  $K$  раз большее выходное напряжение

При рассмотрении схемы рис. 3.19 может показаться, что интегратор на операционном усилителе можно заменить пассивной цепью  $R-KC$ , усиливая в  $K$  раз напряжение на конденсаторе емкостью  $KC$ . Однако обеспечить стабильную работу усилителя с большим коэффициентом усиления без обратной связи практически невозможно, а получение конденсатора весьма большой емкости представляет определенную трудность.

Без сопротивления  $R^{OC}$  интегратор является фильтром низких частот с граничной частотой  $f_n = 1/2\pi RC$ . Амплитуды сигналов с частотами  $f > f_n$  уменьшаются с крутизной 20 дБ на декаду частоты.

### 3.3. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Генераторы синусоидальных колебаний выполняются на основе усилителей со звеном положительной обратной связи (ПОС). Структурная схема генератора синусоидальных колебаний приведена на рис. 3.21. Так как коэффициент усиления усилителя  $\dot{K}$  и коэффициент передачи ПОС  $\dot{\gamma}$  зависят от частоты, то они описываются комплексными величинами  $\dot{K}$  и  $\dot{\gamma}$ .

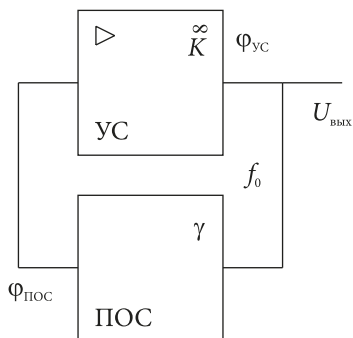


Рис. 3.21. Структурная схема генератора синусоидальных колебаний

Для работы схемы в режиме генерации необходимо выполнение двух условий, которые одновременно должны выполняться на одной частоте:

1) фазовый сдвиг выходного сигнала, создаваемый усилителем  $\varphi_{\text{ус}}$  и звеном обратной связи  $\varphi^{\text{ПОС}}$ , должен быть кратным  $2\pi$ :  $\varphi_{\text{ус}} + \varphi^{\text{ПОС}} = 2n\pi$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$  — условие баланса фаз;

2) выходной сигнал усилителя, ослабленный цепью ПОС  $|\dot{\gamma}| < 1$ , должен появиться на входе усилителя с амплитудой, по крайней мере не меньшей исходной, т. е.  $|\dot{K}| \cdot |\dot{\gamma}| \geq 1$  — условие баланса амплитуд ( $|\dot{K}| \cdot |\dot{\gamma}| > 1$  — необходимое условие самовозбуждения генератора,  $|\dot{K}| \cdot |\dot{\gamma}| = 1$  соответствует установившемуся режиму колебаний).

Согласно этим условиям ИМС ОУ позволяет использовать частотно-зависимую ПОС как со сдвигом фаз на резонансной частоте, равным  $\pi$  (рис. 3.22), так и с нулевым сдвигом фаз (рис. 3.23).

### 3.3.1. Генератор синусоидальных колебаний на основе ИМС операционных усилителей и LC-контура

Для того чтобы на выходе генератора получить переменное напряжение синусоидальной формы, требуется, чтобы условия баланса фаз и амплитуд выполнялись при одной и той же частоте. Этому требованию удовлетворяют звенья ПОС с LC-контурами или различного вида RC-цепями (на низких частотах).

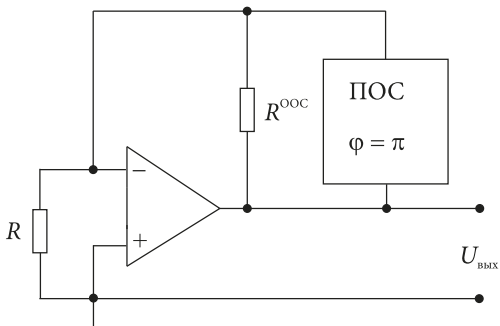


Рис. 3.22. Структурная схема генератора с ПОС, создающей на резонансной частоте сдвиг фаз, равный  $\pi$

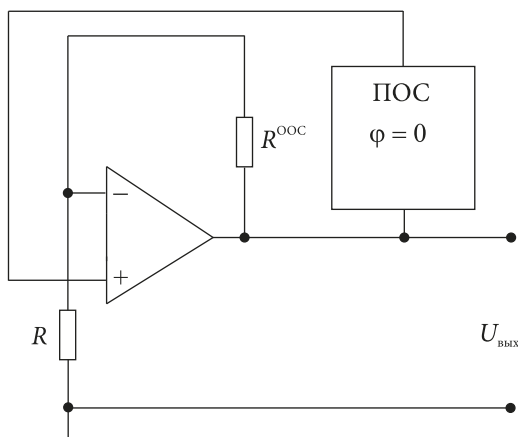


Рис. 3.23. Структурная схема генератора с ПОС, не создающей сдвига фаз на резонансной частоте

В генераторах  $LC$ -типа используется резонансная характеристика  $LC$ -контура как звена положительной обратной связи. Условия для генерации гармонических колебаний здесь создаются при частоте резонанса  $f_0$   $LC$ -контура, когда его сопротивление является чисто активным. При отклонении частоты от резонансной сопротивление контура приобретает реактивный (индуктивный или емкостный) характер, что приводит к нарушению условия баланса фаз. Условие баланса амплитуд также выполняется только на резонансной частоте, так как при  $f \neq f_0$  коэффициент усиления усилителя  $K(f)$  меньше чем  $|K(f_0)|$ .

Рассмотрим схему, содержащую ПОС с параллельным  $LC$ -контуром (рис. 3.24). Легко показать, что модуль коэффициента усиления усилителя с такой ООС равен  $|K^{ООС}| = |K| / (1 - |\gamma^{ООС}| \cdot |K|)$ , где  $K$  — коэффициент усиления усилителя без контура обратной связи.

Для рассматриваемой схемы  $\varphi_{yc} = 0$ , поскольку вход неинвертирующий;  $\varphi^{ПОС} = 0$  только на резонансной частоте контура,

$$\gamma^{ООС} = \frac{R_1}{R_1 + R^{ООС}}, \quad K^{ООС} \approx \frac{1}{\gamma^{ООС}}.$$

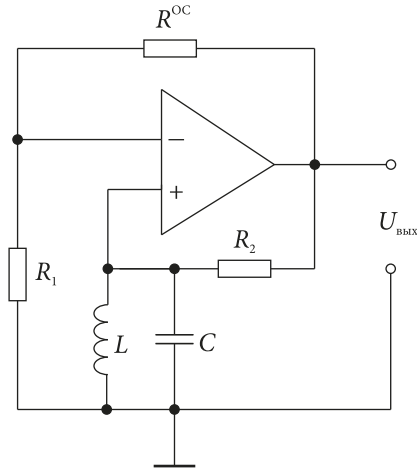


Рис. 3.24. Схема генератора с параллельным  $LC$ -контуром

На резонансной частоте сопротивление параллельного контура носит активный характер и имеет максимальное значение  $r_0$ . Тогда

$$\gamma_0^{\text{ПОС}} = \frac{r_0}{r_0 + R_2} \text{ максимален только на резонансной частоте } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R^{\text{OC}}$  подбираются таким образом, чтобы условие баланса амплитуд выполнялось только на резонансной частоте, т. е. чтобы

$$\frac{R_1 + R^{\text{OC}}}{R_1} \cdot \frac{r_0}{r_0 + R_2} \geq 1 \text{ при } f = f_0,$$

$$\frac{R_1 + R^{\text{OC}}}{R_1} \cdot \frac{r_0}{r_0 + R_2} < 1 \text{ при } f \neq f_0.$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики параллельного  $LC$ -контура как цепи ПОС показаны на рис. 3.25.

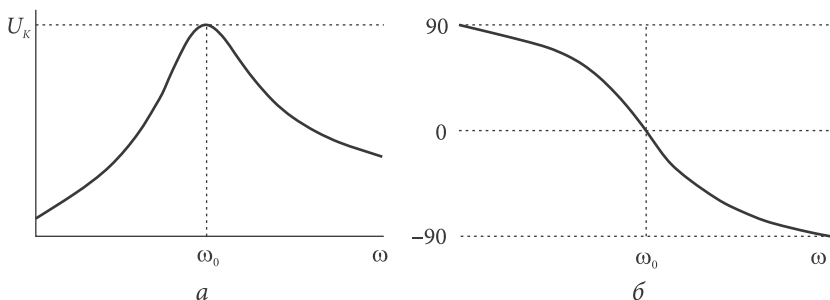


Рис. 3.25. АЧХ (а) и ФЧХ (б) цепи ПОС с LC-контуром

### 3.3.2. Генератор синусоидальных колебаний на основе трехзвенного Г-образного фильтра

При рассмотрении дифференцирующей  $RC$ -цепи было показано, что Г-образное  $RC$ -звено (рис. 3.26, а) создает на выходе сдвиг

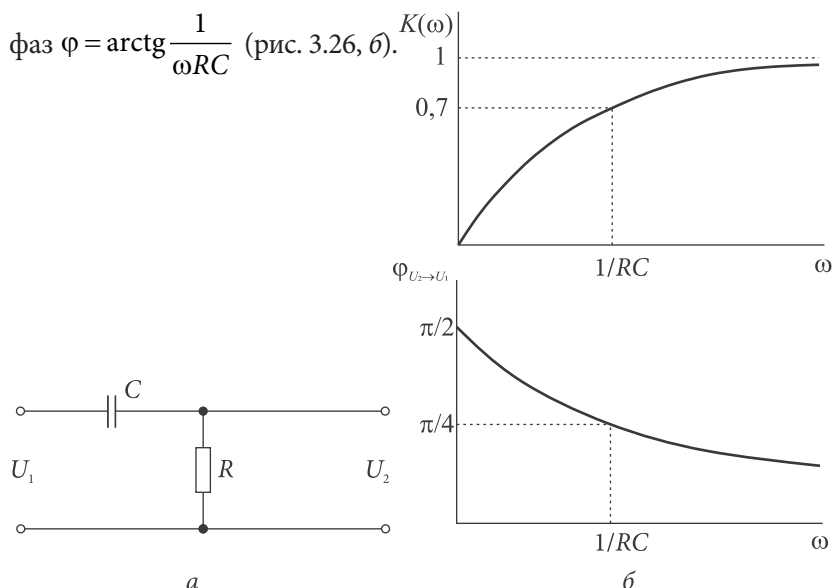


Рис. 3.26. Схема Г-образного  $RC$ -звена (а) и его частотные характеристики (б)

При этом на низких частотах  $|\operatorname{tg} \varphi| \rightarrow \infty$ ,  $|\varphi| \rightarrow \pi/2$ ; для высоких частот  $|\operatorname{tg} \varphi| \rightarrow 0$ ,  $|\varphi| \rightarrow 0$ . Таким образом,  $0 < |\varphi| < \pi/2$  и для цепи ПОС одного Г-образного звена недостаточно. В этом случае используют три звена (рис. 3.27). Такой трехзвенный (или лестничный) фильтр при одинаковых значениях  $R$  и  $C$  в каждом звене имеет квазирезонансную частоту (при которой сдвиг фаз  $\varphi = \pi$ ):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}.$$

Естественно, что трехзвенный фильтр может создавать ПОС только через инвертирующий вход усилителя, который должен иметь  $|K| = |U_{\text{вых}}|/|U_{\text{вх}}| > 29$ , так как на квазирезонансной частоте  $\gamma^{\text{ПОС}} = 1/29$ , т.е. необходимо, чтобы выполнялось условие  $R^{\text{ООС}}/R_0 \geq 29$ . Схема генератора с такой ПОС представлена на рис. 3.28.

Так как  $R_0$  и  $R$  в схеме включены параллельно, то это надо учитывать при вычислении резонансной частоты генератора. Чтобы

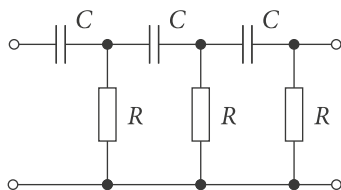


Рис. 3.27. Лестничный фильтр

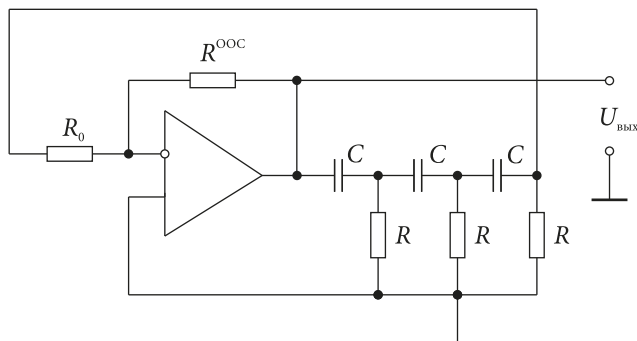


Рис. 3.28. Схема генератора, содержащего в качестве ПОС трехзвенный Г-образный фильтр

частота оставалась неизменной, для изменения амплитуды колебаний используют только  $R^{\text{ООС}}$ .

### 3.3.3. Генератор гармонических колебаний на основе моста Вина и ИМС операционных усилителей

Мост Вина (рис. 3.29) представляет собой  $RC$ -цепь, не дающую сдвига фаз на квазирезонансной частоте. В этом разделе для простоты опустим знак точки для комплексных величин. Для схемы, изобра-

женной на рис. 3.29,  $Z = Z_1 + Z_2$ ,  $U_{\text{вх}} = IZ$ ,  $U_{\text{вых}} = IZ_2$ ,  $\gamma = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$ .

Так как  $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ ,  $Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}$  (при  $R_1 = R_2 = R$ ,

$C_1 = C_2 = C$ ). Аналогично для  $Z_2$  находим  $\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R} + j\omega C$ ,

$$Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

По-другому можно записать:  $Z_1 = \frac{1 + jx}{jx/R}$ ,  $Z_2 = \frac{R}{1 + jx}$ , где  $x = \omega RC$ .

Тогда коэффициент передачи равен  $\gamma = \frac{1}{3 - ((1/x) - x)j}$ , а его

модуль и аргумент равны соответственно (рис. 3.30)

$$|\gamma| = \frac{1}{\sqrt{9 + ((1/x) - x)^2}}, \quad \varphi = \text{arctg} \frac{(1/x) - x}{3} = \text{arctg} \frac{1 - x^2}{3x}.$$

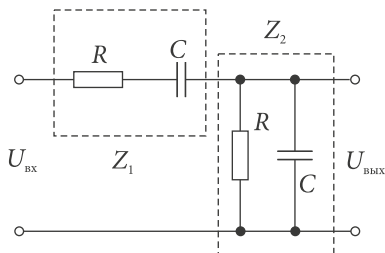


Рис. 3.29. Схема моста Вина

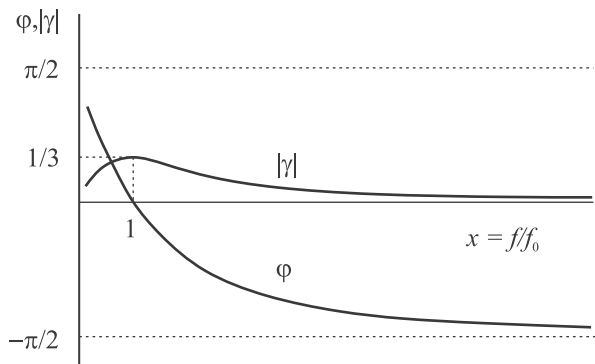


Рис. 3.30. АЧХ и ФЧХ моста Вина

Аргумент  $\varphi=0$ , если  $\frac{1-x^2}{3x}=0$ , т.е. если  $x=1$ ,  $\omega RC=1$  или  $2\pi fRC=1$ .

Таким образом, для построения генератора можно использовать неинвертирующий вход ОУ с  $|K| > 3$  (рис. 3.31).

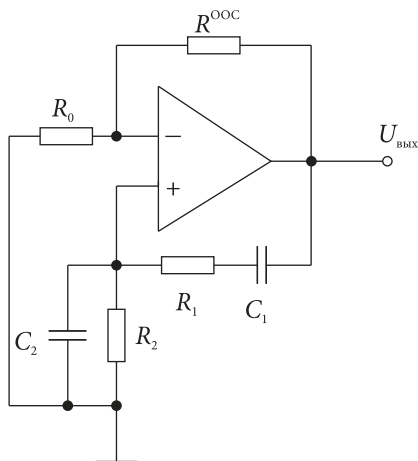


Рис. 3.31. Схема генератора с мостом Вина



Квазирезонансная частота равна  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . При  $f = f_0$ :  $|\gamma| = 1/3$ .

Из условий  $x = 2\pi RC$  и  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  находим, что  $x = f/f_0$ . При

$$R_1 \neq R_2, C_1 \neq C_2: f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

### 3.4. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

В импульсной технике широко применяются генераторы прямоугольных импульсов, которые относятся к классу релаксационных генераторов. Колебания, в которых медленные изменения чередуются со скачкообразными, называют релаксационными. Такими колебаниями являются, в частности, прямоугольные и пилообразные импульсы.

Работа генераторов прямоугольных импульсов (мультивибраторов) основана на тех же принципах, что и генераторов гармонических колебаний и вообще всех генераторов, построенных с применением ПОС или комбинированной ПОС и ООС. Однако в отличие от генераторов гармонических сигналов такие схемы в цепи положительной обратной связи содержат частотно-независимые элементы — резисторы. В автогенераторах гармонических колебаний условия самовозбуждения выполняются для узкого диапазона частот, что обеспечивается избирательностью частотно-зависимой цепи обратной связи, а в релаксационных генераторах — для широкого спектра частот.

Возможность использования ОУ для построения мультивибратора обусловлена тем, что напряжение на его выходе может скачком переходить от положительного насыщения ОУ  $U_{\text{нас}}^+$  (при этом  $U_{\text{вых}} = +E - (1 \dots 2) \text{ В}$ ) к отрицательному  $U_{\text{нас}}^-$  ( $U_{\text{вых}} = -E + (1 \dots 2) \text{ В}$ ) и наоборот при изменении знака разности входных напряжений  $U^-$  и  $U^+$ .

### 3.4.1. Мультивибраторы

Схема симметричного мультивибратора показана на рис. 3.32. Для периодического изменения знака дифференциального сигнала  $U^- - U^+$  у симметричного мультивибратора на вход (+) ИМС ОУ с делителя  $R_2 - R_3$  подается часть выходного напряжения, неизменная в течение положительного полупериода  $U_{\text{вых}}^+$ :  $U^+ = \gamma U_{\text{нас}}^+$ , где  $\gamma = R_3 / (R_2 + R_3)$ , а на вход (–) — напряжение с конденсатора  $C$ , заряжающегося под действием всего положительного значения выходного напряжения  $U_{\text{вых}}^+ = U_{\text{нас}}^+$ .

За счет этого в процессе зарядки конденсатора напряжение на входе (–) может превышать по абсолютной величине напряжение на входе (+), в результате чего напряжение на выходе ОУ скачкообразно изменяет знак.

Временные диаграммы (рис. 3.33) иллюстрируют сказанное. Если, к примеру, выходное напряжение равно  $U_{\text{вых}}^+ = U_{\text{нас}}^+$ , то конденсатор  $C$  заряжается до момента времени, когда напряжение  $U_C$  на нем окажется чуть больше  $\gamma U_{\text{нас}}^+$ . Как только сменился знак дифференциального сигнала:  $U_C = U^- > \gamma U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{вых}}^+$ , дифференциальный сигнал стал отрицательным, выходное напряжение ОУ скачком изменяет полярность:  $U_{\text{вых}}^- = U_{\text{нас}}^- = -U_{\text{нас}}^+$  (рис. 3.33).

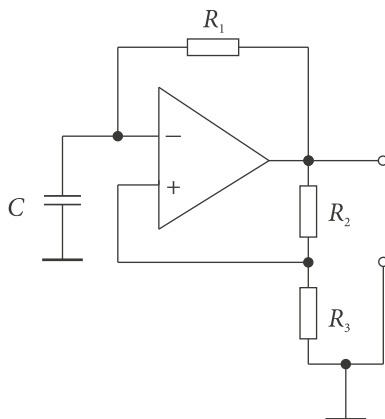


Рис. 3.32. Автоколебательный мультивибратор на ИМС ОУ

С этого момента конденсатор перезаряжается до тех пор, пока напряжение на нем (при  $t = t_2$ ) не станет чуть меньше  $\gamma U_{\text{нас}}^-$ , после чего начинается скачкообразное переключение  $U_{\text{вых}}$  к уровню  $U_{\text{нас}}^+$ .

Частота следования импульсов мультивибратора

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{2t_{\text{и}}} \quad (\text{для симметричного мультивибратора}). \text{ Длительность}$$

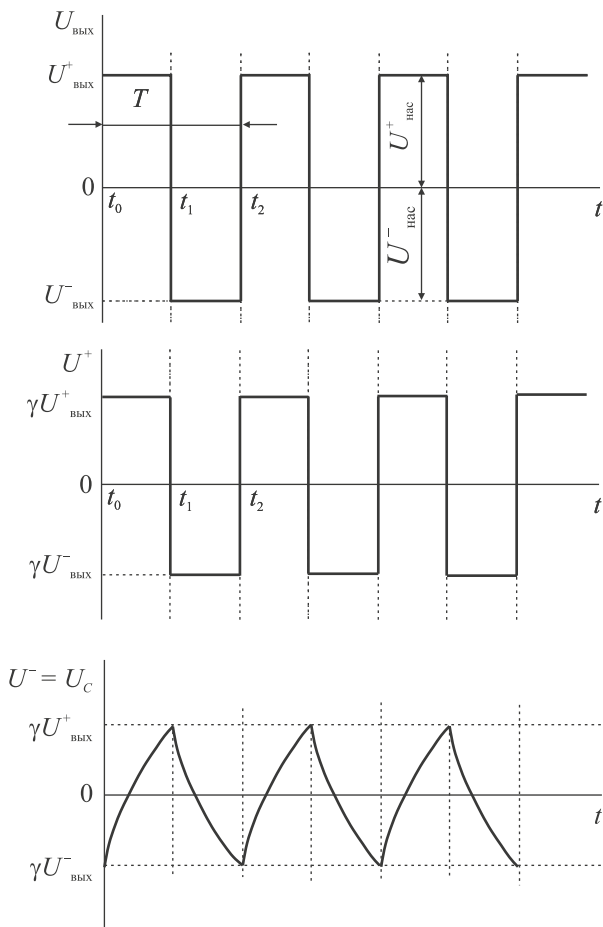


Рис. 3.33. Временные диаграммы мультивибратора

тельность импульса  $t_1 - t_0$  или  $t_2 - t_1$  можно определить по длительности интервала, характеризующего перезаряд конденсатора  $C$  в цепи с резистором  $R_1$ .

Для любого момента времени токи резистора и конденсатора одинаковы, а сумма напряжений на них равна напряжению источника — выходному напряжению операционного усилителя:  $u = U_{\text{нас}}^+$  или  $u = U_{\text{нас}}^-$ .

$$\forall t: i(t)_C = i(t)_{R_1}; \quad u_R + u_C = u;$$

$$C \frac{du_C(t)}{dt} = \frac{u_R(t)}{R_1},$$

$$C \frac{du_C(t)}{dt} = \frac{u - u_C(t)}{R_1}.$$

Для любого момента времени из интервала  $t_0 < t < t_1$   $u = U_{\text{нас}}^+ = \text{const}$ ,

$$\int_{t_0}^{t_1} \frac{du_C(t)}{u - u_C(t)} = \int_{t_0}^{t_1} \frac{dt}{R_1 C};$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \frac{d(u - u_C(t))}{u - u_C(t)} = \frac{t}{R_1 C} \Big|_{t_0}^{t_1},$$

$$\ln(u - u_C(t)) \Big|_{t_0}^{t_1} = \frac{t_1 - t_0}{\tau}, \quad \tau = R_1 C;$$

$$-\left[ \ln(u - u_C(t_1)) - \ln(u - u_C(t_0)) \right] = \frac{t_1 - t_0}{\tau},$$

$$-\ln \frac{u - u_C(t_1)}{u - u_C(t_0)} = \frac{t_1 - t_0}{\tau}; \quad \frac{u - u_C(t_1)}{u - u_C(t_0)} = e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}}; \quad [u - u_C(t_0)] e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}} = u - u_C(t_1),$$

$$u_C(t_1) = u - [u - u_C(t_0)] e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}}. \quad (3.1.)$$

Выражение (3.1) справедливо для любого момента времени из интервала  $t_0 < t < t_1$ , в котором выполняются равенства

$u = U_{\text{нас}}^+ = \text{const}$ ,  $u_c(t_0) = -\gamma U_{\text{нас}}^+$ ,  $u_c(t_1) = \gamma U_{\text{нас}}^+$ . Подставляя значения напряжений в выражение (3.1), получаем уравнение

$$\gamma U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{нас}}^+ [1 + \gamma] e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}},$$

$$\gamma = 1 - [1 + \gamma] e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}}, [1 + \gamma] e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}} = 1 - \gamma, e^{-\frac{t_1 - t_0}{\tau}} = \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma},$$

$$t_{\text{и}} = t_1 - t_0 = \tau \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}.$$

Учитывая, что конденсатор перезаряжается через один и тот же резистор  $R_1$ , длительность положительного и отрицательного импульсов будет одинаковой. Тогда период колебаний будет равен

$$T = 2t_{\text{и}} = 2\tau \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}, \text{ а частота } f = \frac{1}{2t_{\text{и}}} = \frac{1}{2\tau \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}}.$$

Коэффициент передачи цепи положительной обратной связи

$$\gamma = \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \text{ Подставляя значение } \gamma \text{ в выражения для длительности}$$

$$\text{импульсов и частоты, получаем } t_{\text{и}} = \tau \ln \left( 1 + 2 \frac{R_3}{R_2} \right), f = \frac{1}{2\tau \ln \left( 1 + 2 \frac{R_3}{R_2} \right)}.$$

Длительность фронтов выходных импульсов в рассмотренных мультивибраторах зависит от предельной скорости  $V$  нарастания выходного напряжения используемой микросхемы  $t_{\text{ф}} \approx |U_{\text{нас}}^+|/V$ . Если скорость нарастания выходного напряжения, обеспечиваемая ИМС ОУ, имеет значение 2 В/мкс, а напряжение насыщения  $|U_{\text{нас}}| = 10$  В, то длительность фронта выходного импульса  $t_{\text{ф}} = |U_{\text{нас}}|/V = 5$  мкс, где размерность  $V$  — В/с.

У несимметричного мультивибратора длительность положительного импульса не равна длительности отрицательного. Схема несимметричного мультивибратора показана на рис. 3.34.

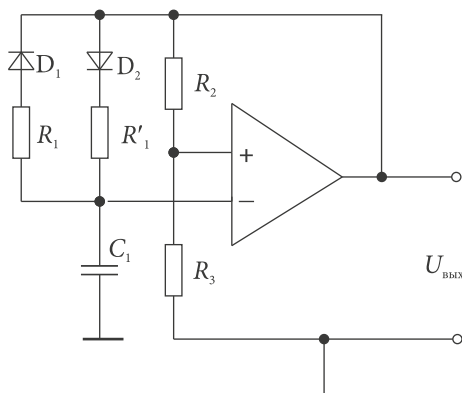


Рис. 3.34. Несимметричный мультивибратор

Для получения несимметричного мультивибратора (длительность положительных и отрицательных импульсов неодинакова) можно воспользоваться, в частности, диодами и разными резисторами  $R_1$  и  $R'_1$  зарядки конденсатора отрицательным и положительным выходными импульсами.

### 3.4.2. Одновибратор (ждуший мультивибратор)

Одновибратор является генератором одного импульса определенной длительности, который появляется на выходе устройства после появления разрешающего импульса на входе запуска. На рис. 3.35 изображена схема ждущего мультивибратора, отличающаяся от автоколебательной схемы наличием диода D и цепи запуска.

При данном включении диода в схеме (рис. 3.35) устойчивое (ждущее) состояние мультивибратора может быть только с отрицательным максимальным выходным напряжением  $U_{\text{вых}}^- = U_{\text{нас}}^-$ , так как в этом случае открытый диод не дает конденсатору зарядиться и сменить отрицательный знак дифференциального сигнала:  $u^- \approx 0$ ,

$$u^+ = -\gamma U_{\text{нас}}^+, \quad \gamma = \frac{R_3}{R_2 + R_3}; \quad u^+ - u^- = -\gamma U_{\text{нас}}^+, \quad \text{что соответствует отри-$$

цательному выходному напряжению  $U_{\text{вых}}^- = U_{\text{нас}}^-$ .

За счет диода отрицательное напряжение на конденсаторе  $C_1$  ( $U_C$ ) может иметь только небольшое отрицательное значение (напряжение на открытом кремниевом диоде равно приблизительно  $-0,7$  В). Поэтому оно не может стать более отрицательным, чем напряжение  $\gamma U_{\text{нас}}^-$ , которое приложено ко входу (+), когда  $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$ .

С приходом положительного запускающего импульса с амплитудой  $U_{\text{зап}}$  (см. рис 3.35), превышающей абсолютное значение от-

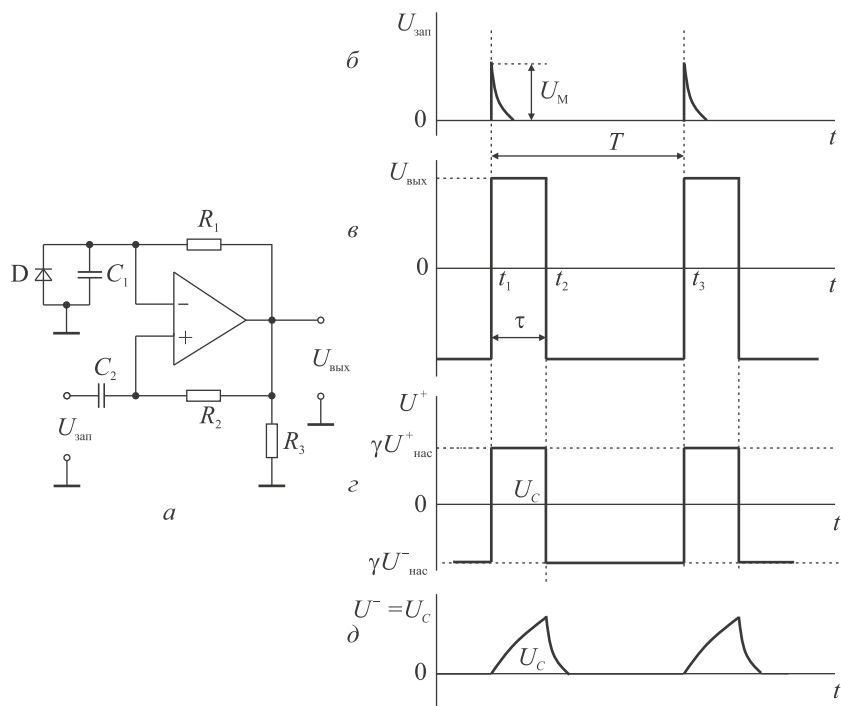


Рис. 3.35. Ждущий мультивибратор на ИМС ОУ (а) и его временные диаграммы (б, в, г, д)

рицательного напряжения на входе (+)  $U_{\text{зап}} > -\gamma U_{\text{нас}}^+$ , напряжение на выходе начинает быстро возрастать, так что спустя небольшое время  $U_{\text{вых}}$  оказывается равным  $U_{\text{нас}}^+$ . После этого начинается зарядка конденсатора  $C_1$  через резистор  $R_1$ . Когда напряжение на нем окажется чуть больше  $U^+ = \gamma U_{\text{нас}}^+$ , происходит новое переключение схемы к уровню  $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$ . После этого конденсатор разряжается, но только до значения напряжения отпираания диода, и схема возвращается в исходное состояние, в котором пребывает до поступления следующего запускающего импульса.

Методика расчета длительности импульса одновибратора аналогична соответствующему расчету для мультивибратора.

Во время импульса напряжение на конденсаторе определяется выражением (3.1)

$$u_{C_1}(t_2) = u - \left[ u - u_{C_1}(t_1) \right] e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau}}.$$

При этом  $u = U_{\text{нас}}^+ = \text{const}$ ,  $u_{C_1}(t_1) = 0$ ,  $u_{C_1}(t_2) = \gamma U_{\text{нас}}^+$ ,  $\tau = R_1 C_1$ ,  $t_2 - t_1 = t_{\text{и}}$ . Подставляя значения напряжений в выражение (3.1), по-

лучаем уравнение  $\gamma U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{нас}}^+ - \left[ U_{\text{нас}}^+ - 0 \right] e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau}}$ , откуда получаем

$$\gamma = 1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}}, \quad e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}} = 1 - \gamma, \quad e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}} = \frac{1}{1 - \gamma}; \quad t_{\text{и}} = \tau \ln \frac{1}{1 - \gamma}.$$



## **4. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ**

Лабораторные работы 1–6 выполняются моделированием идеальных и реальных ОУ в среде Multisim 12.0. Работы 7–9 выполняются на операционных усилителях, собранных на печатных платах учебного комплекта лабораторного оборудования по электронной технике типа К-32. Описание комплекта функциональных плат и блока управления К-32 дано в приложении к учебно-методическому пособию «Базовые элементы цифровой техники»<sup>1</sup>. Краткое описание пакета Multisim 12.0 можно найти в учебно-методическом пособии «Фильтры высоких и низких частот»<sup>2</sup>.

При выполнении этих работ необходимо собирать соответствующие схемы из набора виртуальных элементов Multisim 12.0 на основе реальной модели ОУ, выбранной из коллекции пакета.

Постоянное или переменное напряжение от источников сигналов может подаваться во входную цепь усилителя непосредственно или через резистивный делитель напряжения, согласованный по сопротивлению с выходным сопротивлением генераторов сигналов.

Дифференциальный входной сигнал подается между одним из входов ОУ (инвертирующим или неинвертирующим) и общей шиной. При подключении источника сигнала к неинвертирующему входу усилителя, не охваченного отрицательной обратной связью, ввиду большого коэффициента усиления ОУ ( $K$  превышает

---

<sup>1</sup> См.: Базовые элементы цифровой техники : учеб.-метод. пособие / под ред. Я. Ю. Волковой. Екатеринбург, 2018. С. 104–114.

<sup>2</sup> См.: Осадченко В. Х., Волкова Я. Ю., Кандрина Ю. А. Фильтры высоких и низких частот : учеб.-метод. пособие / под общ. ред. В. Х. Осадченко. Екатеринбург, 2015. С. 60–78.

$3 \cdot 10^3$ ) рекомендуется включать резистивный делитель напряжения, ослабляющий входное напряжение в 100 раз. Синфазный сигнал может поступать одновременно на оба входа усилителя, минуя резистивный делитель напряжения (резистор  $R_2$  при этом отключается от общего провода).

Балансировка (установка нуля на выходе) усилителя производится при нулевом входном напряжении балансирующим потенциометром схемы с ОУ. Питание ИМС ОУ осуществляется от двух симметричных источников с напряжениями  $\pm 15$  В.

## 4.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

### Лабораторная работа 1 Исследование статических и динамических параметров операционных усилителей

Собрать схему с выбранной моделью реального ОУ, как показано на рис. 4.1. Установить значения входных сопротивлений  $R_1 = R_2 = 1$  кОм, а сопротивление нагрузки  $R_3 = 100$  Ом.

*Задание 1. Измерение статических параметров ОУ*

1.1. Измерить коэффициент усиления дифференциального сигнала (без петли ООС).

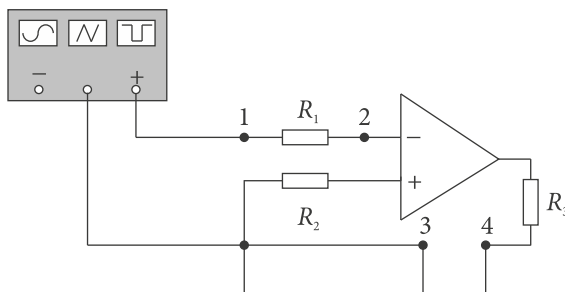


Рис. 4.1. Схема для измерения статических параметров ОУ

Собрать схему с дифференциальным включением источника входного сигнала. Сбалансировать схему, добившись равенства нулю выходного напряжения при  $U_{\text{вх}} = 0$ . От генератора функций подать на инвертирующий вход ОУ гармоническое напряжение с амплитудой  $U_{\text{вх}} = 500$  мкВ и частотой  $f = 1200$  Гц. Измерить с помощью вольтметра или осциллографа напряжение на выходе ОУ и рассчитать коэффициент усиления дифференциального сигнала  $K_{\text{диф}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$ .

При выполнении следующих заданий до начала измерений операционный усилитель должен быть тщательно сбалансирован.

1.2. Определить входное сопротивление для дифференциального сигнала.

На вход усилителя через входной резистивный делитель напряжения подается дифференциальный сигнал ( $U_{\text{вх}} = 500$  мкВ, частота  $f = 1200$  Гц). Вольтметром или осциллографом измерить напряжение на его выходе  $U_{\text{вых}}$ .

Закоротить резистор  $R_1$  перемычкой (соединить проводом точки 1 и 2). При тех же параметрах входного напряжения снова измерить выходное напряжение ОУ (обозначим его  $U_{\text{вых}}^*$ ). В этом случае входное сопротивление ОУ определяется по формуле

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1}{\frac{U_{\text{вых}}^*}{U_{\text{вых}}} - 1}, \quad (4.1)$$

где  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение, измеренное в пп. 1.1.

1.3. Измерить выходное сопротивление ОУ.

В схеме с дифференциальным входным сигналом (рис. 4.1) добавить резистивный делитель. Убрать перемычку от резистора  $R_1$ . Подключить дифференциальный сигнал  $U_{\text{вх}} = 500$  мкВ, частота  $f = 1200$  Гц. Вольтметром или осциллографом измерить напряжение на его выходе  $U_{\text{вых}}$ . Убрать перемычку между точками 3 и 4. Не изменяя параметров входного напряжения, измерить выходное напряжение ОУ (обозначим его  $U_{\text{вых}}^{**}$ ). Выходное сопротивление ОУ будет определяться по формуле

$$R_{\text{вых}} = R_3 \left( \left( U_{\text{вых}}^{**} / U_{\text{вых}} \right) - 1 \right). \quad (4.2)$$

#### 1.4. Оценить параметры реальных моделей ОУ.

Сравнить  $K$ ,  $R_{\text{вх}}$ ,  $R_{\text{вых}}$  для нескольких реальных моделей ОУ. Входное напряжение смещения ОУ компенсировать настройкой смещения сигнала генератора. Какая из выбранных моделей обладает лучшими параметрами? Какие критерии вы использовали?

Вывести самостоятельно формулы (4.1) и (4.2).

#### *Задание 2. Измерение динамических характеристик ОУ*

##### 2.1. Определить величину временного дрейфа ОУ.

Построить схему на основе ОУ, изображенную на рис. 4.1. Выбрать реальную модель операционного усилителя. Сбалансировать схему при  $U_{\text{вх}} = 0$ , а затем в течение 3–5 мин наблюдать за изменением выходного напряжения, отметив его максимальное значение на наиболее чувствительном пределе измерения вольтметра или осциллографа.

Вычислить величину дрейфа, приведенного к входу:

$$U_{\text{вх}}^{\text{др}} = \frac{U_{\text{вых max}}^{\text{др}}}{K_U}.$$

2.2. Построить амплитудную характеристику ОУ. Амплитудная характеристика усилителя (АХ) — зависимость амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от амплитуды входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  гармонической формы. Для получения АХ необходимо собрать схему согласно рис. 4.2.

Измерения производить на частоте входного сигнала 100–1000 Гц. Значения входного напряжения выбирать таким образом, чтобы 5–6 точек характеристики соответствовали области линейности, а 3–4 точки — области нелинейных искажений, начало которой отмечается по изменению формы выходного сигнала. Построить полученную АХ, учитывая, что входной сигнал ослабляется делителем  $R_1$ ,  $R_2$ .

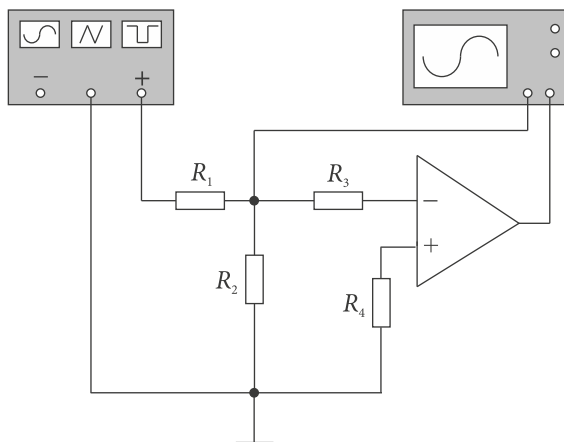


Рис. 4.2. Схема для измерения динамических параметров ОУ

## Лабораторная работа 2

### Исследование частотных характеристик операционных усилителей

*Задание 1. Определение амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик*

1.1. Измерить амплитудно-частотную характеристику ОУ.

Построить схему инвертирующего усилителя на основе идеального ОУ с параметрами, указанными на схеме (рис. 4.3). Канал А осциллографа подключить к выходу генератора, а канал В — к выходу ОУ. Настройка осей осциллографа: Y/T.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — функция  $K(f)$ , зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению от частоты. Значения частоты входного сигнала менять от 100 Гц до 100 МГц, при каждом измерении увеличивая ее в несколько раз. Амплитуду входного напряжения выбрать в середине области линейности АХ и поддерживать постоянной. Коэффициент усиления вычисляется по формуле  $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$ . Коэффициент усиления при  $f = 0$  принять равным  $K$  при частоте 100 Гц. Сравнить полученное значение с теоретическим (по параметрам звена ООС).

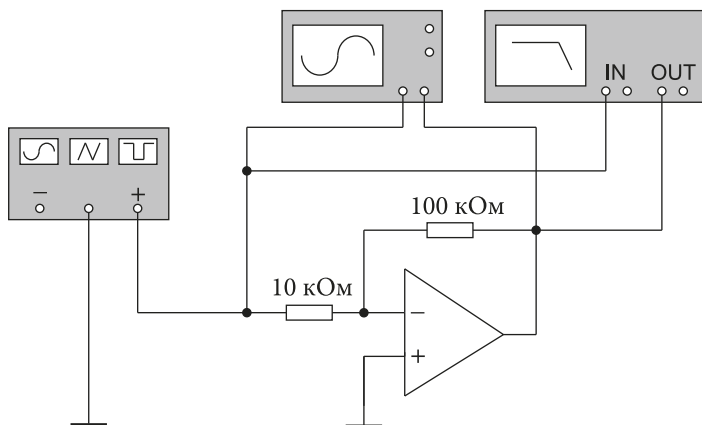


Рис. 4.3. Схема для определения частотных характеристик инвертирующего усилителя

Построить график АЧХ. Получить такую же кривую на экране осциллографа, настроив оси осциллографа в режиме В/А. Определить полосу пропускания ИМС ОУ. Построить график АЧХ в логарифмическом масштабе.

#### 1.2. Измерить фазочастотную характеристику ОУ.

Фазочастотная характеристика усилителя (ФЧХ) — функция  $\varphi(f)$ , зависимость сдвига фаз между входным и выходным напряжением от частоты. Сдвиг фаз измерить при тех же значениях  $U_{\text{вх}}$  и  $f$ , что и в пп. 1.1. Построить ФЧХ, откладывая значения  $\varphi$  в долях  $\pi$  по оси ОУ.

#### 1.3. Проанализировать частотное поведение АЧХ и ФЧХ.

Построить на одном графике обе характеристики. Сравнить поведение АЧХ и ФЧХ при частотах  $f_{\text{в}}$ ,  $f_{\text{т}}$  и  $f_{\text{отс}}$ . Здесь  $f_{\text{отс}}$  — частота отсечки, частота, при которой коэффициент усиления  $K = 0$ . С чем связано наблюдаемое поведение характеристик? Проанализировать зависимость  $K$  и  $\varphi$  от частоты. Вместо осциллографа подключить АЧХ-метр и получить АЧХ и ФЧХ на его экране.

### Задание 2. Получение и анализ АЧХ и ФЧХ реальных ОУ

Установить какую-либо реальную модель ОУ. Повторить все операции пп. 1.1–1.3. Измерить АЧХ и ФЧХ полученного каскада

с помощью: а) осциллографа; б) АЧХ-метра. Сравнить полученные зависимости  $K(f)$  и  $\varphi(f)$  с АЧХ и ФЧХ усилителя на основе идеального ОУ. Объяснить различие характеристик.

### Лабораторная работа 3

#### Исследование неинвертирующего, логарифмирующего и дифференциального усилителей

*Задание 1. Измерение коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений неинвертирующего усилителя*

Собрать схему усилителя (рис. 4.4). Использовать ту же модель ОУ, что и в пп. 1.4 задания 1 лабораторной работы 1 и те же значения элементов схемы. Определить отличия параметров и характеристик собранного усилителя от параметров и характеристик инвертирующего ОУ. При необходимости повторить пп. 1.1–1.4 задания 1 для неинвертирующего усилителя.

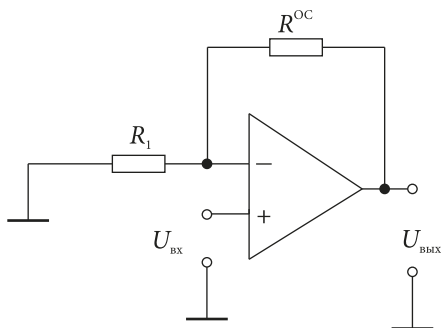


Рис. 4.4. Схема неинвертирующего усилителя

*Задание 2. Измерение коэффициента усиления сигнала, входного и выходного сопротивлений дифференциального усилителя*

Пользуясь схемой, показанной на рис. 4.5, построить дифференциальный усилитель на основе ОУ. Значения резисторов рассчитать, исходя из уравнений: а)  $U_{ВЫХ} = U_2 - U_1$ ; б)  $U_{ВЫХ} = 5(U_2 - U_1)$ . Какими АЧХ и ФЧХ будет обладать дифференциальный усилитель

по сравнению с инвертирующим усилителем? При необходимости повторить для дифференциального усилителя пп. 1.1–1.4 задания 1 лабораторной работы 1.

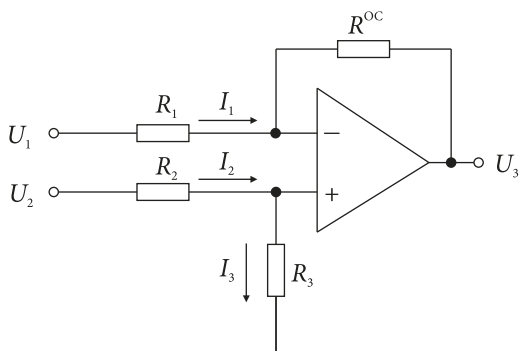


Рис. 4.5. Дифференциальный усилитель на основе ОУ

### *Задание 3. Изучение работы логарифмирующего усилителя*

Собрать схему согласно рис. 4.6. Установить  $R = 1$  кОм, диод и ОУ — идеальные. К входу и выходу усилителя подключить каналы осциллографа А и В. Режим развертки осциллографа — Y/T, вход В — закрытый (AC). Генератор функций подключить к входу усилителя. Частоту генератора задать равной 1 Гц. Используя треугольные волны с 99 %-й заполняемостью, получить пилообразное напряжение амплитудой 1 В на входе усилителя. С помощью смещения сигнала генератора добиться открытого состояния диода в те-

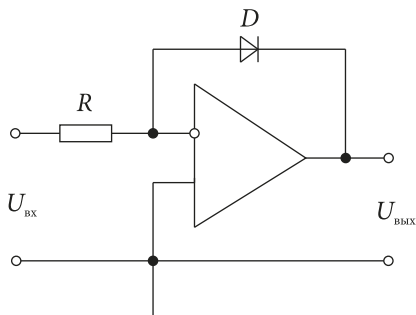


Рис. 4.6. Логарифмирующий неинвертирующий усилитель



чение всего периода. Проанализировать осциллограммы входного и выходного напряжений. Сделать выводы.

Задать какую-либо реальную модель диода, оставив остальную часть схемы без изменений. Проанализировать поведение  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{вх}}$  в течение периода колебаний генератора. Определить, до каких частот входного напряжения будет сохраняться полученное соотношение между  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{вх}}$ .

## Лабораторная работа 4

### Исследование генераторов гармонического напряжения

*Задание 1. Исследование генератора синусоидальных колебаний с фазосдвигающими Г-образными RC-цепями*

#### 1.1. Измерить АЧХ и ФЧХ лестничного фильтра.

Рассчитать элементы лестничного фильтра (рис. 4.7) для квазирезонансной частоты  $f_0 = 100$  кГц. Для дальнейшей работы желательно выбрать одни и те же значения емкости конденсаторов и сопротивлений резисторов  $C$  и  $R$ ; величина  $R$  — в пределах десятков-сотен ом. Подключить к входу этой цепи генератор функций, к входу и выходу — осциллограф и АЧХ-метр. Снять АЧХ и ФЧХ полученного фильтра, измерить модуль его коэффициента передачи на квазирезонансной частоте. Сравнить (качественно) полученные значения с теоретическими.

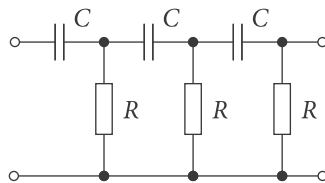


Рис. 4.7. Схема лестничного фильтра

#### 1.2. Измерить амплитудную характеристику генератора с лестничным фильтром.

Использовать построенный RC-фильтр в схеме генератора синусоидальных колебаний (рис. 4.8). Выбрать идеальную модель ОУ, установить  $R_0 \gg R$ . Коэффициент отрицательной обратной связи подобрать с помощью  $R^{OC}$ . Подключить к выходу генератора осциллограф в режиме развертки Y/T. Изменяя глубину ООС путем подбора значений  $R^{OC}$ , установить максимальную амплитуду гармонического

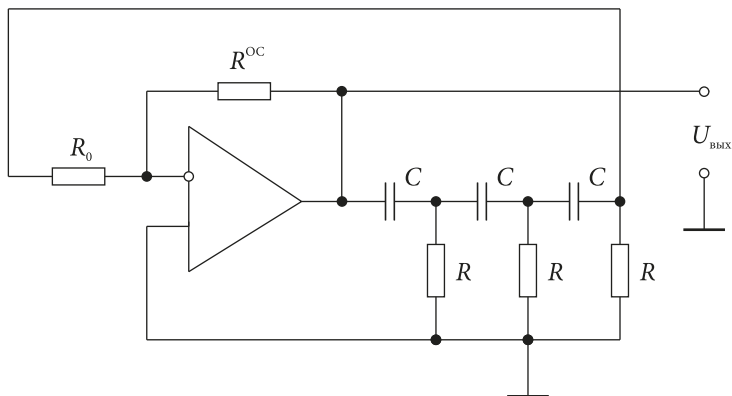


Рис. 4.8. Схема генератора с трехзвенным

Г-образным фильтром в качестве положительной обратной связи

напряжения при неискаженной форме сигнала. Измерить амплитуду и период колебаний. Сравнить полученную частоту выходного напряжения генератора с квазирезонансной частотой фильтра. Свободный канал осциллографа подключить к выходу последнего звена фильтра и сравнить амплитуды и фазы выходного и входного напряжений усилителя. Проверить балансы фаз и амплитуд генератора.

1.3. Определить критический коэффициент усиления генератора.

Определить модуль критического коэффициента усиления  $K_{кр}$  усилителя и вычислить модуль коэффициента передачи фазосдвигающей  $RC$ -цепи на частоте генерации  $f_0$ . Для этого путем изменения значения сопротивления резистора  $R^{OC}$  постепенно довести глубину ООС до срыва генерации. Затем разорвать цепь ПОС, отсоединив выходное звено фильтра от входа усилителя и сохранив значения  $R_0$  и  $R^{OC}$ . На вход усилителя с генератора функций подать гармоническое напряжение частотой  $f_0$ . Амплитуду входного напряжения выбрать такой величины, чтобы выходной сигнал не был искажен на квазирезонансной частоте. Измерить выходное напряжение и вычислить коэффициенты  $K_{кр} = U_{вых} / U_{вх}$ . Сравнить полученное значение с теоретическими.

1.4. Проанализировать работу генератора с лестничным фильтром.

Проанализировать совместную работу усилителя и фильтра. Определить вид АЧХ активного фильтра, полученного размыкани-

ем цепи ПОС и  $R_0$ . В случае необходимости снять АЧХ такой цепи по описанной ранее методике, подавая на усилитель переменное напряжение разной частоты и постоянной амплитуды (см. соответствующие пункты заданий лабораторной работы 2).

*Задание 2. Исследование генератора гармонических колебаний с мостом Вина*

2.1. Измерить АЧХ и ФЧХ моста Вина.

Рассчитать элементы моста Вина на квазирезонансную частоту 10 кГц при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ . Подключить к мосту необходимые приборы и измерить АЧХ и ФЧХ. Сравнить их поведение с теоретическими зависимостями.

2.2. Определить амплитудную характеристику генератора с мостом Вина.

Построить на собранном мосту Вина генератор синусоидальных колебаний (рис. 4.9). Выполнить пп. 2–4 предыдущего задания.

2.3. Проверить баланс амплитуд и фаз генератора с мостом Вина.

Вывести формулу коэффициента усиления усилителя с положительной (отрицательной) обратной связью  $|K^{\text{ПОС}}|$ , где  $K$  — коэффициент усиления усилителя без петли обратной связи,  $\gamma^{\text{ПОС}}$  и  $\gamma^{\text{ООС}}$  — коэффициенты передачи соответствующих цепей обратной связи.

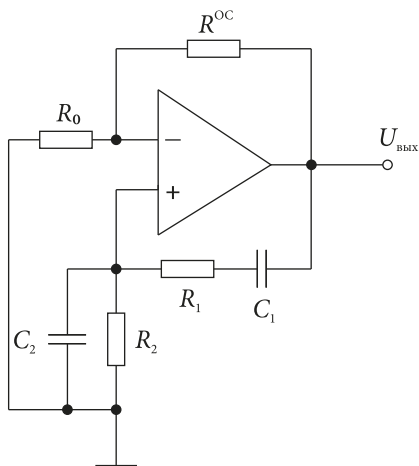


Рис. 4.9. Схема генератора с мостом Вина

## Лабораторная работа 5

### Исследование инвертирующих дифференциатора и интегратора

#### Задание 1. Изучение работы дифференциатора

1.1. Построить схему аналогового инвертирующего дифференциатора на основе  $RC$ -цепи с параметрами  $R = 10$  кОм,  $C = 4,7$  нФ и идеального ОУ (рис. 4.10).

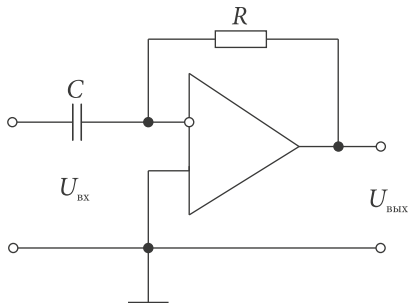


Рис. 4.10. Инвертирующий дифференциатор

1.2. Определить и построить для гармонического входного сигнала АЧХ и ФЧХ схемы при различных параметрах  $R$  и  $C$  в комбинациях  $R_1 C_1$ ,  $R_1 C_2$ ,  $R_2 C_1$ ,  $R_2 C_2$ , где  $C_2 = C_1/2$ ,  $R_2 = 2R_1$ .

1.3. Найти частотные диапазоны дифференцирования схемы.

При тех же параметрах  $R$  и  $C$  для периодического сигнала треугольной формы найти частотные диапазоны, в которых с погрешностью не более 10 % производится: а) дифференцирование входного напряжения; б) неискаженная передача входного сигнала. Определить частотную зависимость модуля коэффициента передачи и объяснить ее. Каким образом отмеченные диапазоны связаны со значениями постоянной времени  $\tau$   $RC$ -цепи. Влияет ли изменение соотношения между  $R$  и  $C$  при неизменном значении  $\tau$  на границы указанных диапазонов?

1.4. Изменить частотный диапазон дифференцирования. Ввести корректирующий резистор в  $RC$ -цепь дифференциатора при  $R = 10$  кОм,  $C = 4,7$  нФ (рис. 4.11).

1.5. Построить АЧХ и ФЧХ скорректированного дифференциатора.

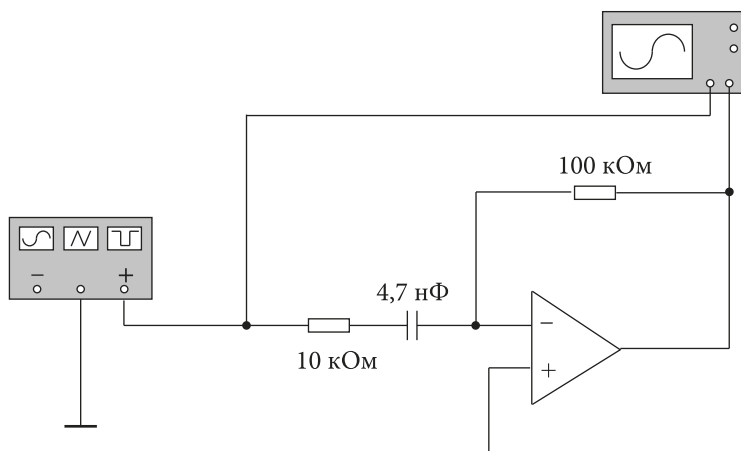


Рис. 4.11. Схема для исследования скорректированного дифференциатора

1.6. Определить частотные границы диапазонов дифференцирования и неискаженной передачи входного напряжения. Моделированием найти, как величина корректирующего резистора влияет на указанные диапазоны.

### *Задание 2. Изучение работы интегратора*

2.1. Построить аналоговый инвертирующий интегратор. Использовать  $RC$ -цепь с параметрами  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 2,2 \text{ нФ}$  и идеальный ОУ (рис. 4.12).

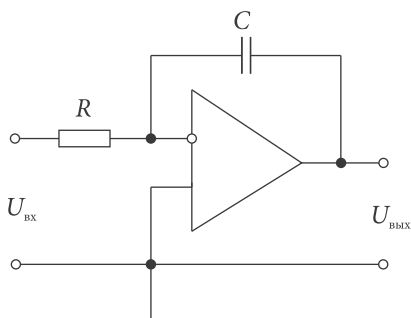


Рис. 4.12. Инвертирующий интегратор

2.2. Исследовать процесс интегрирования. Подать на вход схемы положительную ступеньку напряжения и зарегистрировать осциллографом переходный процесс. Определить погрешность интегрирования.

2.3. Получить АЧХ и ФЧХ интегратора. Аналогично пп. 1.2, 1.3 предыдущего задания найти АЧХ и ФЧХ интегратора для  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 2,2$  и  $4,7 \text{ нФ}$  и  $R = 20 \text{ кОм}$ ,  $C = 2,2 \text{ нФ}$ , а также диапазоны интегрирования и неискаженной передачи. Найти ответы на вопросы пп. 1.3 задания 1.

2.4. Исследовать скорректированный интегратор аналогично пп. 1.5, 1.6 задания 1. Ввести корректирующий резистор с сопротивлением  $100 \text{ кОм}$  при  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 2,2 \text{ нФ}$  (рис. 4.13).

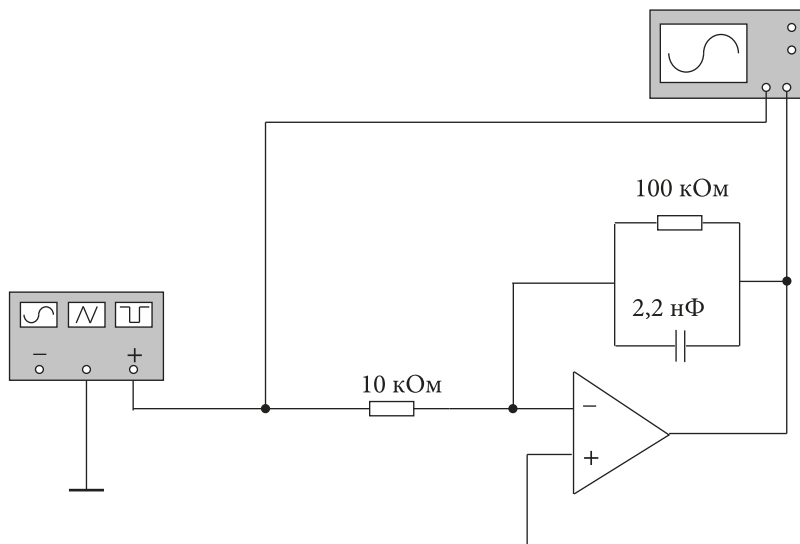


Рис. 4.13. Схема для исследования скорректированного интегратора

## Лабораторная работа 6

### Изучение мультивибраторов

#### Задание 1. Исследование симметричного мультивибратора

1.1. Построить схему симметричного мультивибратора, изображенную на рис. 4.14. Использовать ОУ с пятью выводами. К обоим выводам питания ОУ подключить источники постоянного напряжения со значениями  $E_{\text{пит}} = \pm 12$  В. Установить значения  $R_1 = 45$  кОм,  $R_2 = 44,8$  кОм,  $R_3 = 10,44$  кОм,  $C_1 = C_2 = 31,6$  нФ. Один из входов осциллографа подключить к конденсатору, другой — к выходу ОУ.

1.2. Определить длительность периода колебаний. Оценить по формулам разд. 3 частоту колебаний мультивибратора и выбрать соответствующую длительность периода развертки осциллографа.

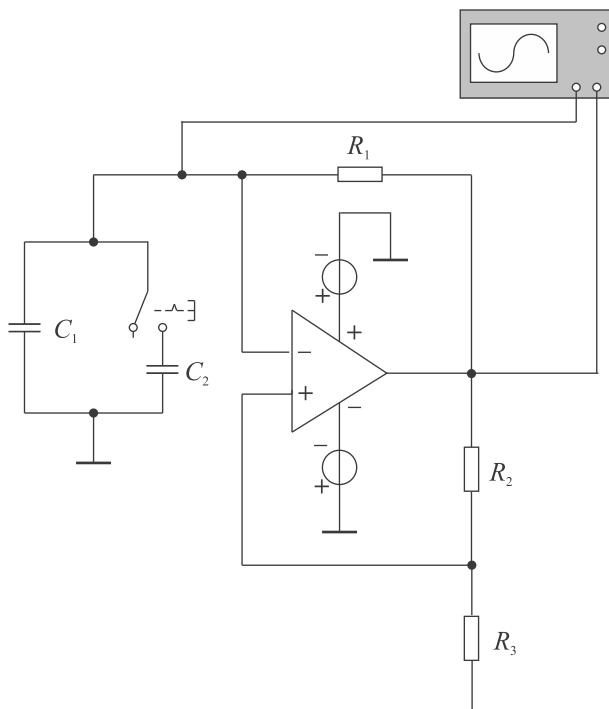


Рис. 4.14. Симметричный мультивибратор

Активизировать схему и проанализировать осциллограммы напряжений на входе и выходе осциллографа. Сопоставить их с теоретическими. Измерить на осциллограмме длительности периодов генерируемых импульсов для двух значений емкости в цепи перезаряда конденсатора.

1.3. Исследовать зависимость периода генерируемых сигналов от величины напряжения питания ОУ ( $\pm E_{\text{пит}}$ ). Изменять напряжение источников питания через 1 В от 12 до 1,5. Данные занести в таблицу. Происходит ли срыв генерации?

1.4. Изменить коэффициент передачи положительной обратной связи в пределах от 0,001 до 1,000 путем изменения величины нижнего резистора делителя обратной связи  $R_3$ . Ответить на вопрос: при каких значениях коэффициента положительной обратной связи может произойти срыв генерации, если использовать реальный ОУ с коэффициентом усиления  $K$ ?

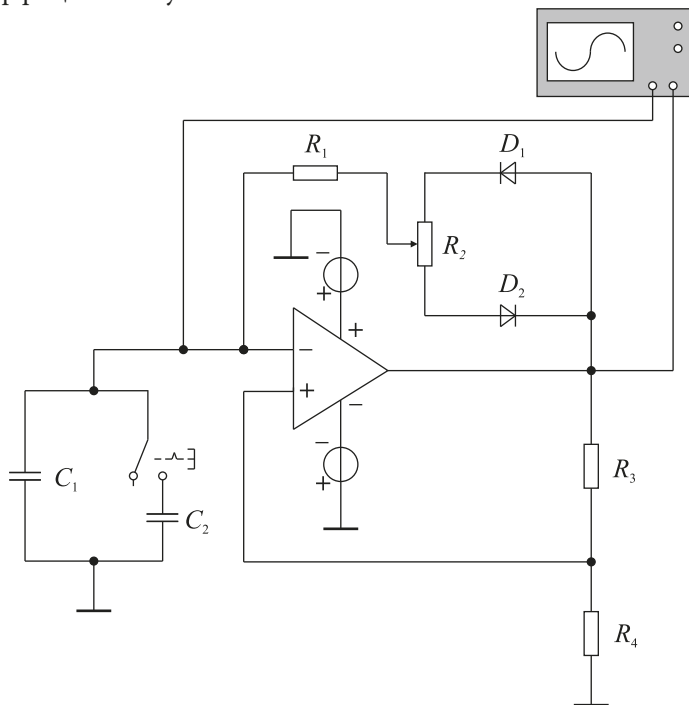


Рис. 4.15. Мультивибратор с регулируемой скважностью



1.5. Построить несимметричный мультивибратор. Собрать схему мультивибратора с регулируемой скважностью (рис. 4.15).

Установить значения  $R_1 = 22,2 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 20 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = R_4 = 100 \text{ кОм}$ ,  $C_1 = C_2 = 31,6 \text{ нФ}$ . Изменяя потенциометром  $R_2$  соотношение между токами перезаряда конденсатора, измерить несколько значений длительности импульсов и периода  $T$  и рассчитать скважность  $S = (t_1 + t_2)/t_1 = T/t_1$ . Сравнить полученные значения скважности с теоретическими:  $S_{\text{теор}} = (R_2 + 2R_1)/(\mu R_2 + R_1)$ , где  $\mu$  — часть  $R_2$ , через которую течет ток заряда от  $U_{\text{нас}}^+$ .

### Задание 2. Изучение одновибратора

2.1. Проанализировать работу одновибратора. Построить схему одновибратора (рис. 4.16). Установить значения  $R = 45 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 10,8 \text{ Ом}$ ,  $R_3 = 100 \text{ Ом}$ ,  $C_1 = 63 \text{ нФ}$ ,  $C_2 = 10 \text{ нФ}$ .

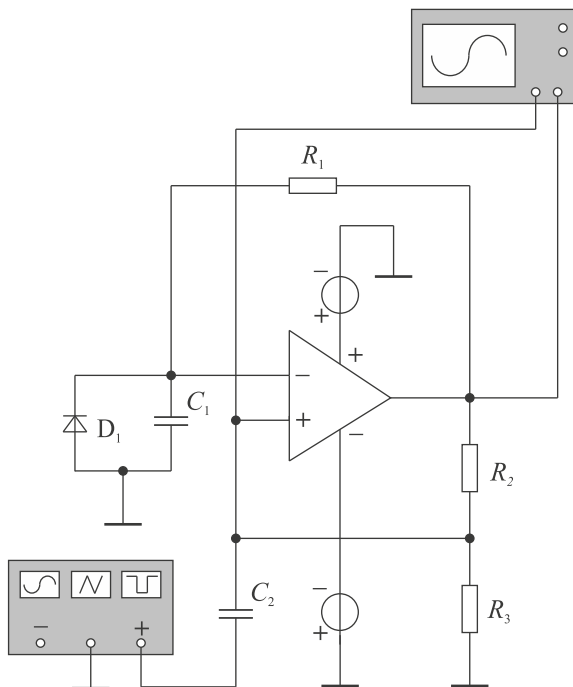


Рис. 4.16. Ждущий мультивибратор на ИМС ОУ

Рассчитать коэффициент передачи положительной обратной связи  $\gamma$ . К входу одновибратора подключить генератор сигналов с прямоугольными импульсами амплитудой не менее  $\gamma E_{\text{пит}}$ . Использовать генератор в качестве источника запускающих импульсов прямоугольной формы с амплитудой  $U_{\text{зап}}$ . Осциллограф подключить к положительному входу ОУ и к выходу одновибратора. Изменяя величину  $\gamma$  при  $U_{\text{зап}} = \text{const}$  или  $U_{\text{зап}}$  при  $\gamma = \text{const}$ , проанализировать условия запуска одновибратора.

2.2. Определить время восстановления одновибратора. Изменяя скважность или период запускающих импульсов, измерить время  $t_{\text{в}}$  восстановления одновибратора. Ответить на вопрос: как будет изменяться  $t_{\text{в}}$  при изменении емкости конденсатора в цепи ООС?

## **4.2. ИЗУЧЕНИЕ УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ КР140УД8А**

Работы 7–9 выполняются на операционных усилителях, собранных на печатных платах учебного комплекта лабораторного оборудования по электронной технике типа К-32. Внешний вид передней панели блока управления комплекта представлена на рис. 4.17.

### **Лабораторная работа 7**

#### **Исследование АЧХ, ФЧХ и зависимости полосы пропускания операционного усилителя КР140УД8А от коэффициента усиления**

В лабораторном исследовании используются два усилителя —  $DA1$  и  $DA2$ , собранные на плате устройства сменного УС-1. Принципиальная электрическая схема устройства изображена на рис. 4.18. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ОУ исследуются на  $DA2$ , а зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления — на  $DA1$ . Спецификация элементов схемы представлена в табл. 4.1.

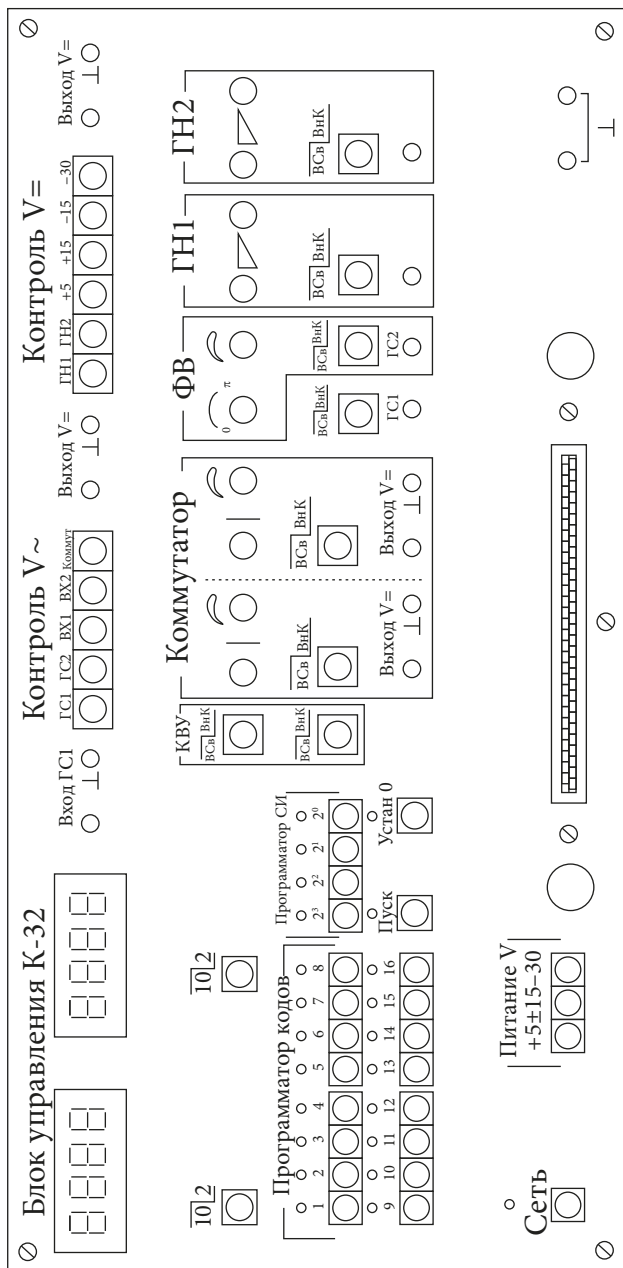


Рис. 4.17. Лицевая панель комплекта лабораторного оборудования по электронной технике типа К32

Вставить плату в разъем К-32. Закрутить разблокирующие винты (для подачи напряжения питания на плату). Подключить генератор сигналов к клеммам ГС1 блока управления. Подключить осциллограф к гнездам блока «Контроль V~».

В первую очередь для проверки работоспособности усилителей и их корректной работы необходимо отбалансировать микросхемы DA1 и DA2. Учитывая, что ко входам «+» и «-» подключены одина-

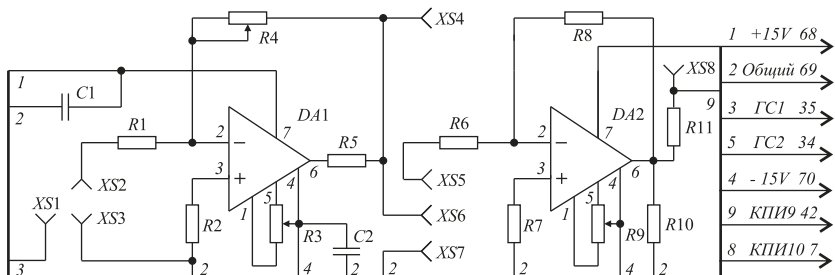


Рис. 4.18. Схема принципиальная  
электрическая сменного устройства УС-1

**Таблица 4.1. Перечень элементов УС-1**

Обозначение	Наименование	Количество
<i>Конденсаторы</i>		
C1, C2	К-10-7В-Н90-0,068 $\mu\text{F}$ +80 % -20 %	2
DA1... DA2	Микросхема КР140УД8А	2
<i>Резисторы</i>		
R1, R2	МЛТ-0,25-2,2 $\text{k}\Omega \pm 10 \%$	2
R3, R4	СПЗ-38г-10 $\text{k}\Omega$ -11	2
R5	МЛТ-0,25-200 $\Omega \pm 10 \%$	1
R6, R7	МЛТ-0,25-2,2 $\text{k}\Omega \pm 10 \%$	2
R8	МЛТ-0,25-10 $\text{k}\Omega \pm 10 \%$	1
R9	СПЗ-38г-10 $\text{k}\Omega$ -11	1
R10	МЛТ-0,25-2,2 $\text{k}\Omega \pm 10 \%$	1
R11	МЛТ-0,25-200 $\text{k}\Omega \pm 10 \%$	1

ковые резисторы ( $R_1$  и  $R_2$  для  $DA_1$ ,  $R_6$  и  $R_7$  для  $DA_2$ ), для получения нулевого дифференциального сигнала достаточно заземлить гнезда  $XS_1$  и  $XS_5$  соответственно. Эта операция осуществляется с помощью коротких проводников со штекерами малого диаметра: входные гнезда  $XS_1$  или  $XS_5$  соединяются с заземленными гнездами  $XS_3$  или  $XS_7$ . Нулевое выходное напряжение микросхем  $DA_1$  и  $DA_2$  устанавливается с помощью балансировочных потенциометров  $R_3$  и  $R_9$  соответственно.

Невозможность установки выходного напряжения микросхем ОУ в состояние с нулевым выходным напряжением свидетельствует об их неисправности, если при этом заземляющие проводники со штекерами находятся в исправном состоянии. При измерениях АЧХ и ФЧХ выходное напряжение генератора сигналов не должно превышать 1–2 В по размаху. Максимальный коэффициент усиления ОУ измеряется на низкой частоте — 1 кГц и по определению равен отношению амплитуд или размахов выходного напряжения к входному.

Для подачи входного сигнала с генератора ГС1 на ОУ  $DA_1$  соединить гнезда  $XS_1$  и  $XS_2$ , на ОУ  $DA_2$  — соединить  $XS_1$  и  $XS_5$ . Для измерения выходного сигнала ОУ  $DA_1$  подключить один из каналов осциллографа к гнезду  $XS_4$  или  $XS_6$ , ОУ  $DA_2$  — к гнезду  $XS_8$ .

### *Задание 1. Изучение ОУ КР140УД8А*

1.1. Рассчитать теоретически коэффициент усиления усилителя, выполненного на  $DA_2$ , используя табл. 4.1 (рис. 4.18). Сравнить его значение с измеренным на частоте 1 кГц.

1.2. Измерить зависимости от частоты коэффициента усиления и угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями усилителя на  $DA_2$ .

1.3. Построить АЧХ и ФЧХ ОУ  $DA_2$ . Сделать выводы о полученных зависимостях. Определить по графику полосу пропускания. Построить АЧХ в логарифмическом масштабе. Определить скорость спада  $K$  с ростом частоты.

### *Задание 2. Определение зависимости полосы пропускания от величины коэффициента усиления*

2.1. Рассчитать теоретически максимальный и минимальный коэффициенты усиления ОУ  $DA_1$ , используя табл. 4.1 (рис. 4.18).

2.2. Устанавливая коэффициент усиления с помощью резистора  $R_4$ , определить ширину полосы пропускания ОУ  $DA1$  при значениях коэффициента усиления  $K = 5,0; 4,5; 4,0; 3,5; 3,0; 2,5; 2,0; 1,5; 1,0$ .

2.3. Изобразить графически зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления, проанализировать ее и сделать выводы.

## Лабораторная работа 8

### Исследование работы сумматора, интегратора и дифференциатора на операционном усилителе КР140УД8А

В работе используются три усилителя —  $DA1$ ,  $DA2$  и  $DA3$  на плате устройства сменного УС-9. На усилителе  $DA1$  собрана схема аналогового сумматора на три входных напряжения (рис. 4.19). Схема аналогового интегратора выполнена на микросхеме  $DA2$  (рис. 4.20). На интегральной микросхеме  $DA3$  построен аналоговый дифференциатор (рис. 4.21). Спецификации элементов схем представлены в табл. 4.2–4.2.

#### Задание 1. Исследование работы инвертирующего сумматора

Спецификации элементов схем представлены в табл. 4.2. На рис. 4.19 изображена схема части устройства УС-9, выполняющая операцию алгебраического суммирования от трех источников сигнала.

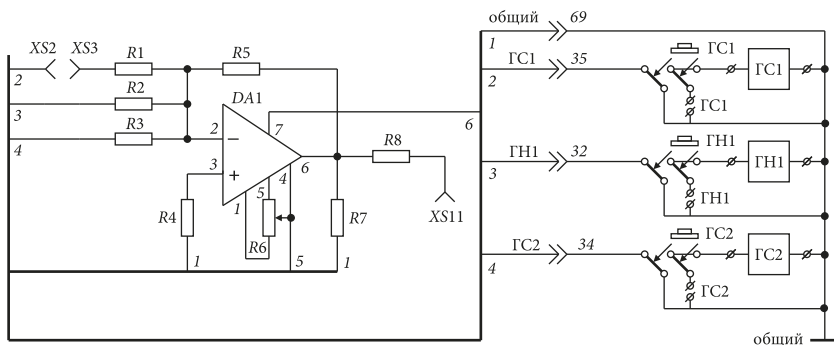


Рис. 4.19. Трехвходовый аналоговый сумматор на плате УС-9

**Таблица 4.2. Спецификация элементов схемы сумматора**

Обозначение	Наименование	Количество
DA1	Микросхема КР140УД8А	2
<i>Резисторы</i>		
R1, R2, R3	МЛТ-0,25-3 кΩ ± 10 %	3
R4	МЛТ-0,25-1 кΩ ± 10	1
R5	МЛТ-0,25-10 кΩ ± 10 %	1
R6	СПЗ-38г-10 кΩ-11	1
R7	МЛТ-0,25-5,1 кΩ ± 10 %	1
R8	МЛТ-0,25-5,1 кΩ ± 10	1

ГС1 — генератор гармонического сигнала с регулируемой амплитудой и частотой. Этот генератор подключается к исследуемому устройству через блок управления К-32 через два гнезда ГС1 (см. рис. 4.17). К сменному устройству он подключается с помощью кнопки ГС1, которая расположена на лицевой панели под блоком фазовращателя, обозначенного «ФВ». При отжатой кнопке сигнал с генератора ГС1 поступает через контакт 35 в шину сменного устройства (провод 2) на гнездо XS2 платы (см. рис. 4.19). При нажатой кнопке провод 2 заземляется (рис. 4.19), а сигнал с генератора поступает на гнездо ГС1, расположенное под этой кнопкой (см. рис. 4.17). Еще одна кнопка ГС1 находится в блоке «Контроль V~», при нажатии которой сигнал с ГС1 поступает на гнезда подключения осциллографа «Выход V~».

Аналогичные операции выполняет кнопка ГН1, которая подключает генератор напряжения постоянного тока (блок ГН1) с регулируемой величиной напряжения. При этом сигнал с ГН1 при отжатой кнопке поступает через контакт 32 на провод 3 шины платы (см. рис. 4.19) и на левый вывод резистора R2, являющийся вторым входом сумматора DA1. При нажатой кнопке провод 3 заземляется, а сигнал поступает на гнездо ГН1, расположенное под этой кнопкой.

Третьим входом сумматора является левый вывод резистора R3. На этот вход подается третий сигнал с генератора ГС2. В качестве данного генератора используется фазовращатель сигнала генератора ГС1. Этот сигнал поступает через контакт 34 и провод 4 шины

платы. Кнопка ГС2 управляет подачей сигнала с фазовращателя на сумматор (кнопка отжата). При нажатой кнопке провод 4 заземляется, а сигнал подается на гнездо ГС2, расположенное в блоке «ФВ» (см. рис. 4.17).

Вставить плату в разъем блока управления К-32. Закрутить разблокирующие винты (для подачи напряжения питания на плату). Подключить генератор сигналов к клеммам ГС1 блока управления. Подключить осциллограф к гнезду XS11 исследуемой платы.

#### 1.1. Балансировка ОУ сумматора.

С целью балансировки интегральной микросхемы ОУ DA1 заземляем все три входа сумматора путем нажатия кнопок ГС1 под блоком ФВ, ГС2 в блоке ФВ, ГН1 в блоке ГН1. Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  имеют одинаковое сопротивление, поэтому дифференциальные сигналы на входах ОУ становятся равными нулю. Балансируем ОУ потенциометром  $R_6$ . Операция балансировки описана в лабораторной работе 7.

#### 1.2. Настройка генератора ГС2.

Сигналом с генератора ГС2 мы называем сигнал, сформированный фазовращателем из сигнала с генератора ГС1. Необходимо отметить, что фазовращатель в блоке управления может изменять фазу сигнала ГС1 от 0 до 180 градусов в очень узком диапазоне частот 4–7 кГц.

Устанавливаем на генераторе ГС1 частоту 5 кГц. Включаем кабель первого канала осциллографа в гнездо ГС1 под блоком ФВ (рис. 4.17). Нажимаем кнопку ГС1. На первом канале осциллографа устанавливаем аттенюатор в положение 0,1 В/деление, на генераторе ручкой регулировки амплитуды устанавливаем на экране осциллографа размах сигнала 400 мВ. Кабель второго канала осциллографа подключаем к гнезду ГС2, нажимаем кнопку ГС2. При этом сигнал с фазовращателя поступает на второй канал осциллографа (рис. 4.17, 4.19). Ручкой регулировки амплитуды сигнала фазовращателя устанавливаем амплитуду сигнала ГС2 равной 400 мВ. Вращением ручки регулировки фазы сигнала ГС2 проверяем установку разности фаз 0 и 180 градусов между ГС1 и ГС2. Если одно из состояний 0 или 180 не достигается, изменяем частоту генератора ГС1 в пределах



указанного диапазона, пока не будет достигнута точная установка синфазного и противофазного состояний сигналов.

### 1.3. Проверка работы сумматора.

Для подачи входного сигнала с генератора ГС1 на ОУ DA1 соединить перемычкой гнезда XS2 и XS3. Сигнал с ГС2 уже подключен отжатой кнопкой ГС2. Для измерения выходного сигнала ОУ DA1 подключить один из каналов осциллографа к гнезду XS11.

Проведем суммирование двух сигналов с генераторов ГС1 и ГС2. Для отключения сигнала с генератора постоянного напряжения ГН1 заземлим второй вход сумматора путем нажатия кнопки ГН1. Проверим коэффициенты усиления сумматора по первому и третьему входам. С этой целью подключаем только сигнал ГС1 к первому входу сумматора (отжимаем кнопку ГС1 и нажимаем кнопку ГС2) и определяем коэффициент усиления по первому входу. Затем подключаем только сигнал ГС2 к третьему входу сумматора и определяем его коэффициент усиления. Выходные напряжения в обоих случаях должны быть одинаковы. Теперь с помощью сумматора складываем (кнопки ГС1 и ГС2 отжаты) сигналы с ГС1 и ГС2 в фазе (ручка регулировки фазы в крайнем левом положении) и противофазе (ручка регулировки фазы в правом крайнем положении). В первом случае выходное напряжение должно удвоиться, во втором должно быть равно нулю.

Для отчета сфотографировать или зарисовать осциллограммы сложения одинаковых по величине сигналов в фазе и противофазе. Произвести сложение трех сигналов ГС1, ГН1 и ГС2 в фазе и противофазе. Величину и знак постоянного напряжения ГН1 можно изменять регулировочными ручками в блоке ГН1 (см. рис. 4.17). Проверить результат сложения вычислением суммы усиленных входных сигналов. Объяснить, почему коэффициенты усиления по всем трем входам ОУ одинаковы.

### *Задание 2. Исследование работы интегратора*

Вставить плату в разъем К-32. Закрутить разблокирующие винты (для подачи напряжения питания на плату). Подключить генератор сигналов к клеммам ГС1 блока управления. Подключить первый канал осциллографа к гнездам блока «Контроль V~». Для

подачи входного сигнала с генератора ГС1 на ОУ DA2 соединить переключкой гнезда XS1 и XS4 (рис. 4.20). Спецификации элементов схем представлены в табл. 4.3. Для измерения выходного сигнала ОУ DA2 выбрать канал прохождения импульсов КПИ 9 на блоке управления. С этой целью необходимо нажать кнопку ВХ2 на блоке «Контроль V~».

2.1. Записать формулу коэффициента усиления интегратора на ОУ DA2 (рис. 4.20) в общем виде. Показать постоянство произведения коэффициента усиления интегратора на угловую частоту:  $\omega = 2\pi f$ .

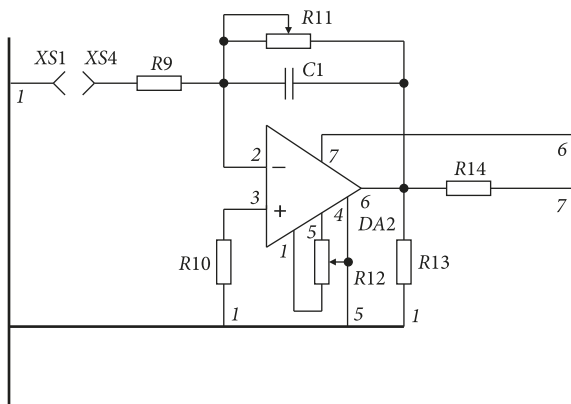


Рис. 4.20. Принципиальная электрическая схема интегратора

**Таблица 4.3. Перечень элементов интегратора**

Обозначение	Наименование	Количество
<i>Конденсаторы</i>		
C1	К-73-17-250V-0,47 $\mu\text{F} \pm 10\%$	1
DA2	Микросхема КР140УД8А	1
<i>Резисторы</i>		
R9, R10	МЛТ-0,25-2 $\text{k}\Omega \pm 10\%$	2
R11	СПЗ-38г-22 $\text{k}\Omega$ -11	1
R12	СПЗ-38г-10 $\text{k}\Omega$ -11	1
R13	МЛТ-0,25-5,1 $\text{k}\Omega \pm 10\%$	1
R14	МЛТ-0,25-200 $\Omega \pm 10\%$	1

2.2. Исследовать частотную зависимость коэффициента усиления интегратора в диапазоне частот от 40 до 10 000 Гц на синусоидальном сигнале. Построить график полученной зависимости.

2.3. Изменить форму входного сигнала на периодическую последовательность прямоугольных импульсов в указанном частотном диапазоне. Сфотографировать или зарисовать форму сигналов выходного напряжения при различных частотах. Определить частотные области интегрирования входного сигнала и отметить их на графике. Сравнить частотный диапазон интегрирования с интервалом постоянства произведения коэффициента усиления интегратора на круговую частоту. Сделать выводы.

### *Задание 3. Исследование работы дифференциатора*

Вставить плату в разъем К-32. Закрутить разблокирующие винты (для подачи напряжения питания на плату). Подключить генератор сигналов к клеммам ГС1 блока управления. Подключить осциллограф к гнездам блока «Контроль V~». Для подачи входного сигнала с генератора ГС1 на ОУ DA3 соединить перемычкой гнезда XS1 и XS5 (рис. 4.21). Спецификации элементов схем представлены в табл. 4.4. Для измерения выходного сигнала ОУ DA3 выбрать канал прохождения импульсов КПИ 10 на блоке управления. С этой целью необходимо нажать кнопку ВХ2 на блоке «Контроль V~» (см. рис. 4.17).

3.1. Записать формулу в общем виде коэффициента усиления дифференциатора на ОУ DA3 (рис. 4.21). Показать равенство част-

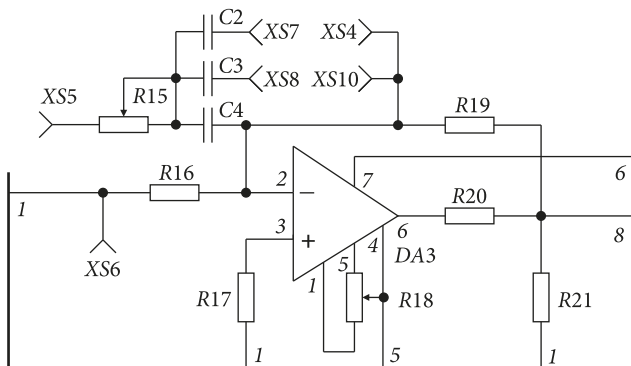


Рис. 4.21. Принципиальная электрическая схема дифференциатора

**Таблица 4.4. Перечень элементов дифференциатора**

Обозначение	Наименование	Количество
<i>Конденсаторы</i>		
C1, C2, C3	К-73-17-250V-0,1 $\mu$ F $\pm 10\%$	3
DA1... DA2	Микросхема КР140УД8А	2
<i>Резисторы</i>		
R15	СПЗ-38г-4,7 k $\Omega$ -11	1
R16	МЛТ-0,25-4,7 k $\Omega \pm 10\%$	1
R17	МЛТ-0,25-2k $\Omega \pm 10\%$	1
R18	МЛТ-0,25-10 k $\Omega \pm 10\%$	1
R19	МЛТ-0,25-10 k $\Omega \pm 10\%$	1
R20	МЛТ-0,25-200 $\Omega \pm 10\%$	1
R21	МЛТ-0,25-2k $\Omega \pm 10\%$	1

ного от деления коэффициента усиления на круговую частоту постоянной времени  $RC$ -цепи.

3.2. Исследовать частотную зависимость коэффициента усиления в диапазоне частот от 40 до 20 000 Гц. Построить график полученной зависимости.

3.3. Изменить форму входного сигнала на периодическую последовательность разнополярных треугольных импульсов в указанном частотном диапазоне. Сфотографировать или зарисовать форму сигналов выходного напряжения при различных частотах. Определить частотные области дифференцирования входного сигнала и отметить их на графике. Сравнить частотный диапазон дифференцирования с интервалом постоянства частного от коэффициента усиления дифференциатора на круговую частоту. Сравнить значение  $K/\omega$  с постоянной  $RC$ -цепи. Сделать выводы.

Лабораторная работа 9  
**Генератор колебаний различной формы  
на операционном усилителе КР140УД8А**

Генератор колебаний выполнен на плате сменного устройства УС-7. Перечень элементов платы представлен в табл. 4.5. Для выполнения работы вставить плату УС-7 в разъем блока К-32. Закрутить

**Таблица 4.5. Перечень элементов платы сменного устройства УС-7**

Обозначение	Наименование	Количество
<i>Конденсаторы</i>		
C1	K73-17-250V-1 $\mu\text{F}$ +80 % –20 %	1
C2, C3	K150-16-10V-100 $\mu\text{F}$ $\pm 10$ %	2
C4, C5	K10-7B-H90-0,068 $\mu\text{F}$ +80 % –20 %	2
DA1...DA2	Микросхема КР140УД8А	2
<i>Резисторы</i>		
R1	СПЗ-38г-4,7 $\text{k}\Omega$ -11	1
R2, R3	МЛТ-0,25-680 $\Omega \pm 10$	2
R4	СПЗ-38г-3,3 $\text{k}\Omega$ -11	1
R5	СПЗ-38г-10 $\text{k}\Omega$ -11	1
R6	МЛТ-0,25–10 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	1
R7	СПЗ-38г-10 $\text{k}\Omega$ -11	1
R8	МЛТ-0,25-1 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	1
R9	МЛТ-0,25-200 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	1
R10	МЛТ-0,25-3,9 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	1
R11, R12, R13	МЛТ-0,25-200 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	32
R14, R15	МЛТ-0,25-10 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	2
R16	СПЗ-38г-4,7 $\text{k}\Omega$ -11	1
R17	МЛТ-0,25-200 $\text{k}\Omega \pm 10$ %	1
R18	СПЗ-38г-4,7 $\text{k}\Omega$ -11	1
VD1...VD8	Диод КД521В	8

разблокирующие винты (для подачи напряжения питания на плату). Подключить генератор сигналов к клеммам ГС1 блока управления. Подключить осциллограф к гнездам блока «Контроль  $V \sim$ ». Для наблюдения выходных сигналов ОУ DA1 подключить один из каналов осциллографа к гнездам XS1.

На операционном усилителе DA1 типа KP140УД8А собран симметричный мультивибратор с регулируемым периодом колебаний. Регулировка периода колебаний осуществляется с помощью потенциометра R4. Балансировка DA1 производится потенциометром R5. Выходное напряжение прямоугольной формы снимается с гнезда XS1. Принцип действия симметричного мультивибратора описан в разд. 3.

С конденсатора C1 мультивибратора напряжение, близкое к треугольному, подается на нижний вывод потенциометра R1 (рис. 4.22). Переменный резистор R1 является входным делителем напряжения для инвертирующего усилителя DA2 и позволяет регулировать треугольное напряжение от 0 до  $U_{\text{вх max}}$ . Усилитель балансируется с помощью потенциометра R7 при верхнем положении подвижного контакта потенциометра R1. Усиленное выходное напряжение треугольной формы снимается с гнезда XS2.

Через защитный резистор R13 треугольное напряжение поступает на нелинейные ограничители (VD1, R14, R16, C2 — для положительной полуволны; VD2, R15, R18, C3 — для отрицательной полуволны) и делители напряжения (R17, VD6–VD8 для положительной полуволны; R17, VD3–VD5 для отрицательной полуволны). На выходе ограничителей с гнезда XS3 снимается квазигармоническое напряжение, близкое по форме к синусоидальному (рис. 4.21).

### *Задание 1. Исследование генератора прямоугольных импульсов*

1.1. Рассчитать теоретически минимальную и максимальную частоты колебания мультивибратора DA1 (см. рис. 4.22).

1.2. Измерить эти частоты с помощью осциллографа. Сравнить их с расчетными и объяснить причины различия.

1.3. Объяснить влияние балансировки на параметры импульсов мультивибратора

## Задание 2. Изучение генератора треугольных импульсов

### 2.1. Получить треугольные импульсы на выходе ОУ DA2.

Соединить первый канал осциллографа с гнездом XS1, второй — с XS2.

2.2. Объяснить, почему прямоугольный и треугольный сигналы противофазны.

2.3. Измерить напряжение на конденсаторе C1, используя усилитель DA2 как измерительный. С этой целью предварительно сбалансировать DA2 при нулевом дифференциальном сигнале, используя потенциометр R7.

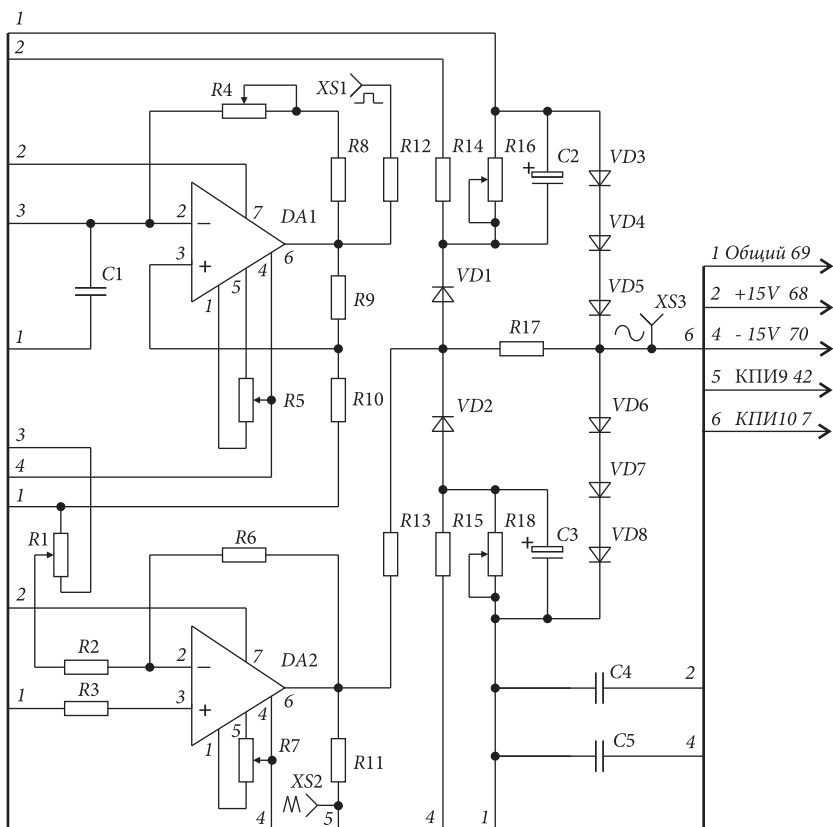


Рис. 4.22. Схема принципиальная электрическая  
сменного устройства УС-7

2.4. Вычислить коэффициент усиления усилителя, учитывая величину сопротивления  $R_1$ .

2.5. Измерить напряжение на конденсаторе  $C_1$ .

Установить подвижный контакт  $R_1$  в положение, соответствующее максимальной амплитуде входного сигнала. Так как потенциометры, используемые на плате, не калиброваны по углу поворота подвижного контакта, то оставлять контакт в произвольном положении нельзя, потому что не будет известна величина  $R_1$ , входящая в формулу для коэффициента усиления  $DA_2$ . Измерить напряжение выхода усилителя  $DA_2$  на гнезде  $XS_2$ . Максимальный входной сигнал с потенциометра  $R_1$  при заданном коэффициенте усиления  $DA_2$  приводит к насыщению выходных транзисторов ОУ. Если усилитель  $DA_2$  отбалансирован правильно, то на втором канале осциллографа будет наблюдаться треугольное напряжение с обрезанными вершинами. Необходимо образно восстановить треугольную форму выходного сигнала и измерить его амплитуду или размах на экране осциллографа. Вычислить напряжение на конденсаторе  $C_1$ . Оценить величину напряжения на конденсаторе как дифференциального сигнала. Соответствует ли оно импульсному режиму операционного усилителя?

*Задание 3. Изучение генератора квазигармонического напряжения*

На рис. 4.21 показана схема устройства, вырабатывающего разнополярные прямоугольные импульсы на выходе  $XS_1$ , треугольные разнополярные импульсы — на выходе  $XS_2$  и знакопеременное напряжение, по форме близкое к синусоидальному, — на выходе  $XS_3$ . Генератор прямоугольных импульсов — мультивибратор (см. разд. 5.3). Генератором треугольных импульсов являются усилитель импульсов с конденсатора отрицательной обратной связи мультивибратора. Генератором квазисинусоидальных импульсов являются система ограничителей треугольных импульсов, построенных на диодах  $VD_1$ – $VD_8$ , и регулируемые источники постоянного тока, выполненные на регулируемых делителях напряжения из резисторов  $R_{14}$ ,  $R_{16}$  и конденсатора  $C_2$  — для положительного напряжения и  $R_{15}$ ,  $R_{18}$  и  $C_3$  — для отрицательного (см. рис. 4.21). Треугольные импульсы поступают с выхода усилителя  $DA_2$  на два последова-



тельно включенных ограничителя положительных импульсов —  $R13$ ,  $VD1$  и  $R17$ ,  $VD6$ – $VD8$  и на два ограничителя отрицательных импульсов —  $R13$ ,  $VD2$  и  $R17$ ,  $VD3$ – $VD5$ .

Согласно спецификации элементов схемы рис. 4.22 источник постоянного положительного напряжения позволяет регулировать его величину от (0 до 4,8) В, а отрицательного — от (–4,8 до 0) В. Эти напряжения используются для регулировки потенциала катода диодов, которое применяется для изменения уровней ограничения.

На рис. 4.23 отдельно показаны ограничители положительных импульсов. Рассмотрим принцип преобразования положительных треугольных импульсов в квазигармоническое напряжение с помощью диодных ограничителей. Отрицательные импульсы преобразуются аналогично.

Принцип действия диодного ограничителя основан на вольтамперной характеристике диода в прямом включении (рис. 4.24, а), из которой видно, что напряжение на полностью открытом кремниевом диоде не превышает ~0,7 В. Это наглядно показано на тех же

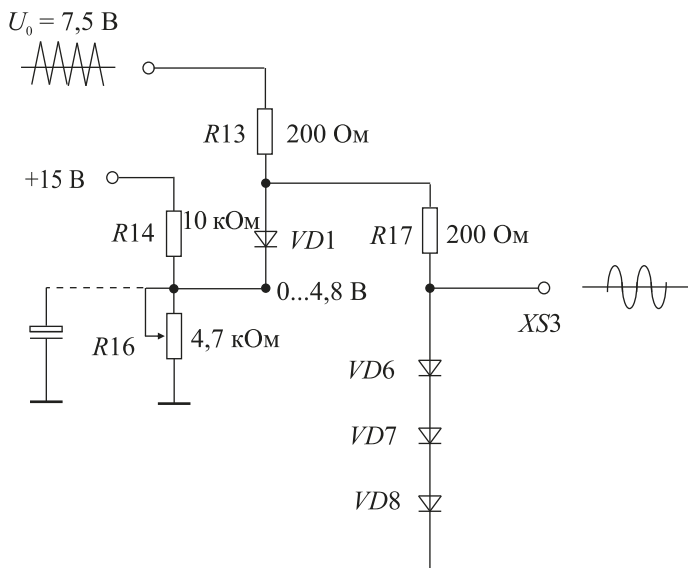


Рис. 4.23. Схема преобразователя треугольных положительных импульсов диодными ограничителями

ВАХ, в которых осью ординат является напряжение на диоде, а осью абсцисс — ток через диод (рис. 4.24, б). При последовательном включении нескольких диодов напряжение ограничения увеличится в соответствующее число раз. На рис. 4.24 показана характеристика для одного и трех диодов. С выхода генератора треугольных импульсов в данной схеме возможно получение амплитуд напряжения от 0 до 7,5 В.

Если использовать только ограничитель с VD1, то треугольное напряжение можно преобразовать в трапециевидное различной амплитуды (рис. 4.25). Изменяя потенциал катода диода VD1 поло-

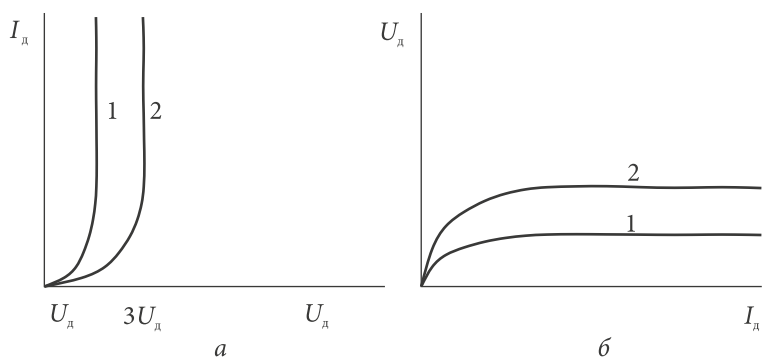


Рис. 4.24. Вольтамперная характеристика диода: кривая 1 — для одного диода; кривая 2 — для трех диодов

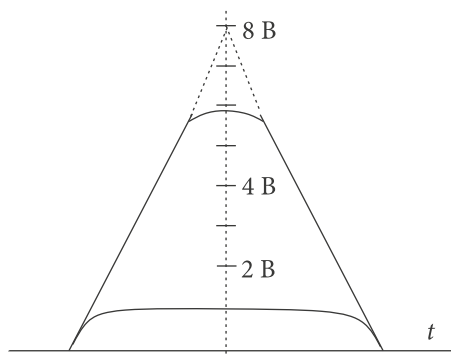


Рис. 4.25. Ограничение треугольного напряжения только одним делителем на VD1 при напряжениях от 0,7 до 5,5 В на его катоде

жительным постоянным напряжением с помощью потенциометра  $R16$ , можно получить трапецидальное напряжение с амплитудами от 0,7 до 5,5 В.

Нелинейность диода здесь проявляется в узком диапазоне напряжений приблизительно от 0 до 0,4 В. Для того чтобы создать квазисинусоидальное напряжение амплитудой в несколько вольт, необходимо использовать диодный ограничитель с несколькими последовательно включенными диодами (см. график 2 на рис. 4.24).

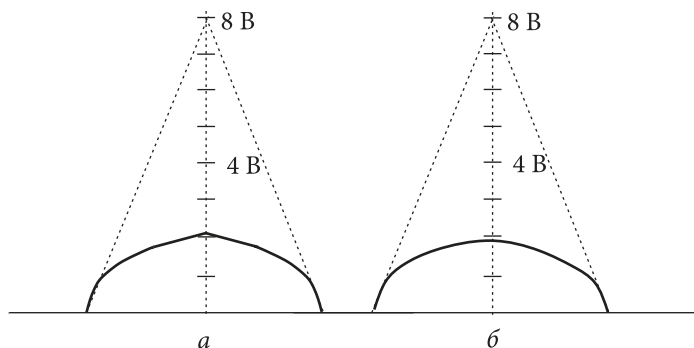


Рис. 4.26. Ограничение входного напряжения только ограничителем  $R17$ ,  $VD6-VD8$  (а), с использованием ограничителя  $R13$ ,  $VD1$  (б)

На рис. 4.26, а показано использование только одного ограничителя на трех диодах  $VD6$ ,  $VD7$ ,  $VD8$  для получения переменного напряжения амплитудой в 2,1 В по форме, близкой к синусоидальной. При этом на положительной полуволне напряжения остается заостренная вершина.

Для обрезания острой вершины этой полуволны можно использовать ограничитель на  $VD1$  с уровнем от 1,9 до 2,0 В. Результат действия обоих ограничителей (на  $R13$ ,  $VD1$  и на  $R17$ ,  $VD6$ ,  $VD7$ ,  $VD8$ ) положительных треугольных импульсов показан на рис. 4.26, б.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Гусев В. Г. Электроника и микропроцессорная техника : учебник / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. — Москва : КНОРУС, 2016. — 798 с. — ISBN 978-5-406-04844-3.

Забродин Ю. С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю. С. Забродин. — Москва : Альянс, 2013. — 496 с. — ISBN 978-5-903034-34-5.

Молчанов А. П. Курс электротехники и радиотехники: учебное пособие / А. П. Молчанов, П. Н. Занадворов. — Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2011. — 608 с. — ISBN 978-5-9775-0544-4.

Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. под ред. А. Г. Алексенко. — Москва : Мир, 2008. — 144 с. — ISBN 978-5-97060-327-7.

Фолкенберри Л. М. Применения операционных усилителей и линейных ИС / Л. Фолкенберри ; пер. с англ. Л. М. Наймарка. — Москва : Мир, 1985. — 572 с.

*Учебное издание*

Осадченко Валерий Харитонович  
Волкова Яна Юрьевна

# ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

*Учебное пособие*

Заведующий редакцией *М. А. Овечкина*  
Редактор *Т. А. Федорова*  
Корректор *Т. А. Федорова*  
Компьютерная верстка *В. К. Матвеев*

Подписано в печать 16.11.2020 г. Формат 60 × 84 ¼.  
Бумага офсетная. Цифровая печать. Усл. печ. л. 9,07.  
Уч.-изд. л. 7,0. Тираж 100 экз. Заказ 171.

Издательство Уральского университета.  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4.  
Тел.: +7 (343) 389-94-79, 350-43-28  
E-mail: rio.marina.ovechkina@mail.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4.  
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13  
Факс +7 (343) 358-93-06  
<http://print.urfu.ru>



